

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

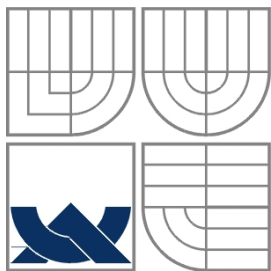
## NÍZKOFREKVENČNÍ VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

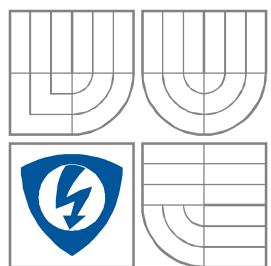
Robert Kovář

BRNO 2013



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNologiÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY  
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC  
ENGINEERING

## **NÍZKOFREKVENČNÍ VÝKONOVÉ ZESILOVAČE**

**LOW-FREQUENCY POWER AMPLIFIERS**

---

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

Robert Kovář

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Diplomová práce

magisterský studijní obor  
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

**Student:** Kovář Robert

**Ročník:** 2

**ID:** 78518

**Akademický rok:** 2012/13

**NÁZEV TÉMATU:**

## Nízkofrekvenční výkonové zesilovače

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Na základě literární rešerše porovnejte různá obvodová řešení výkonových nízkofrekvenčních zesilovačů.
2. Navrhněte obvodové řešení, které odstraní přechodové zkreslení koncového stupně osazeného bipolárními nebo i unipolárními výkonovými tranzistory.
3. Obvodové řešení z bodu 2. realizujte a experimentálně ověřte jeho vlastnosti.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

**Termín zadání:** 17.09.2012

**Termín odevzdání:** 28.05.2013

**Vedoucí projektu:** doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

**doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.**  
*předseda oborové rady*

### UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

## **Abstrakt**

Práce se zabývá řešením koncových zesilovačů pro domácí poslech. Jsou zmíněny základní pojmy a ukázáno několik řešení známých zesilovačů. Je popsán vznik a možnosti minimalizace přechodového zkreslení koncového stupně. Pro ověření je realizován celosymetrický koncový stupeň.

## **Abstract**

The diploma thesis deals with the solution of output power amplifiers for home listening. There are mentioned basic terms and illustrated several well-known solutions of power amplifiers. Is described formation and possibilities to minimize transient distortion of output stage. For verification is implemented full-symmetrical output stage.

## **Klíčová slova**

Třída AB, koncový stupeň, přechodové zkreslení

## **Keywords**

Class AB, output stage, crossover distortion

## **Bibliografická citace**

Kovář, R. Nízkofrekvenční výkonové zesilovače, Brno: FEKT VUT v Brně, 2013. 61 s

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Nízkofrekvenční výkonové zesilovače jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

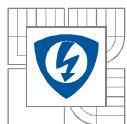
Podpis autora .....

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

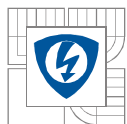
Podpis autora .....



## OBSAH

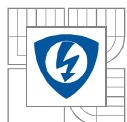
<b>1 ÚVOD .....</b>	<b>12</b>
<b>2 ZESILOVAČ .....</b>	<b>12</b>
<b>2.1 HISTORIE .....</b>	<b>12</b>
<b>2.2 ROZDĚLENÍ ZESILOVAČŮ .....</b>	<b>13</b>
<b>2.3 ZÁKLADNÍ POJMY .....</b>	<b>13</b>
2.3.1 VÝKON .....	13
2.3.2 KMITOČTOVÝ ROZSAH .....	14
2.3.3 ZESÍLENÍ, ZISK .....	14
2.3.4 RYCHLOST PŘEBĚHU .....	15
2.3.5 ODSUP CIZÍCH NAPĚTÍ .....	15
2.3.6 VSTUPNÍ CITLIVOST .....	15
2.3.7 VSTUPNÍ IMPEDANCE .....	16
2.3.8 VÝSTUPNÍ IMPEDANCE .....	16
2.3.9 ZPĚTNÁ VAZBA .....	16
2.3.10 ZKRESLENÍ .....	16
2.3.11 DRUHY PROVOZU- TRÍDY ZESILOVAČŮ .....	17
<b>2.4 KONCEPCE ZESILOVAČE.....</b>	<b>21</b>
2.4.1 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ .....	21
2.4.2 KONCOVÝ STUPEŇ .....	22
2.4.3 REALIZACE PŘEDPĚTÍ TRANZISTORŮ .....	26
<b>3 OBVODOVÉ ŘEŠENÍ VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ.....</b>	<b>31</b>
<b>3.1 ZESILOVAČ SINCLAIR Z-30 .....</b>	<b>31</b>
<b>3.2 ZESILOVAČ TIGER.01 .....</b>	<b>33</b>
<b>3.3 ZESILOVAČ LEACH .....</b>	<b>34</b>
<b>3.4 ZESILOVAČ DPA330 .....</b>	<b>36</b>
<b>4 REALIZOVANÝ KONCOVÝ ZESILOVAČ.....</b>	<b>38</b>
<b>4.1 POPIS.....</b>	<b>39</b>
<b>4.2 MĚŘENÍ.....</b>	<b>40</b>
<b>4.3 SIMULACE.....</b>	<b>49</b>
<b>5 ZÁVĚR.....</b>	<b>54</b>
<b>6 LITERATURA .....</b>	<b>55</b>
<b>7 PŘÍLOHY .....</b>	<b>57</b>



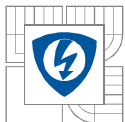


## SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1 - Amplitudová a kmitočtová charakteristika zesilovače .....</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 2 - Poloha pracovního bodu ve třídě A.....</i>	<i>18</i>
<i>Obrázek 3- Poloha pracovního bodu ve třídě B.....</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 4- Poloha pracovního bodu ve třídě AB .....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 5- Zjednodušené schéma výkonového zesilovače.....</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 6 - Komplementární emitorový sledovač .....</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 7- Komplementární emitorový sledovač bez předpětí [12] .....</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 8- Přejchodové zkreslení dvojčinného zesilovače pracujícího ve třídě B.....</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 9- Dvojčinný emitorový sledovač s předpětím.....</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 10- Přejchodové zkreslení dvojčinného zesilovače ve třídě AB.....</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 11- Závislost napětového zesílení na výstupním napětí při různém předpětí koncového stupně. Převzato[17] .....</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 12- Dvojčinný emitorový sledovač s nastavitelným předpětím <math>U_0</math>[12].....</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 13- <math>U_{BE}</math> nastavitelný.....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 14- <math>U_{BE}</math> kde snímacím prvkem je dioda.....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 15- <math>U_{BE}</math> dělené- oba tranzistory jsou použity jako snímací, jsou tedy hlídány oba koncové tranzistory- obě polarity.....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 16 - Zapojení CFB (complementary feedback pair) [1] .....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 17- Tranzistory ThermalTrak výrobce ON Semiconductor[16] .....</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 18- Schéma zesilovače Sinclair Z-30 [21].....</i>	<i>31</i>
<i>Obrázek 19- Zkreslení zesilovače Sinclair Z-30 při neoptimálním klidovém proudu.....</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 20- 20 Schéma zesilovače Tiger .01. Převzato[23] .....</i>	<i>33</i>
<i>Obrázek 21- Schéma zesilovače Leach. Převzato z [24].....</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 22- Schéma zesilovače DPA330. Převzato z [18].....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 23- Realizovaný koncový zesilovač.....</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 24- Plný výkon před limitací do zátěže 3,9R při kmitočtu 20kHz.....</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 25- Odtrh v limitaci.....</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 26- Přejchodová charakteristika signálu 10kHz má oscilační průběh indikující nestabilitu.....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 27- Detail překmitu obdélníkového signálu.....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 28- Detail náběžné a sestupné hrany obdelníku 10kHz po přidání kondenzátorů .....</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 29- Dynamické parametry jsou dobré, rychlost přeběhu je cca 40V/<math>\mu</math>s.....</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 30- Detail mírného zakřivení sin. signálu, v třídě B, bez zátěže.....</i>	<i>44</i>

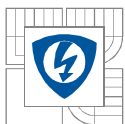


<i>Obrázek 31- Třída B při malém signálu, při zatížení.....</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 32- Třída B, při zatížení, střední signál. ....</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 33- Třída B, větší signál.....</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 34- Detail zakřivení v oblasti přechodu.....</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 35- Měření FFT 1kHz klidový proud 0mA.....</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 36- FFT analýza pro klidový proud 25mA.....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 37- FFT analýza pro klidový proud 80mA.....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 38- Schéma ověřovaného zesilovače.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 39- Stejnoseměrné pracovní body při klidovém proudu koncového stupně 32mA.....</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 40- Stejnoseměrné pracovní body při klidovém proudu 106mA.....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 41- Průběh výstupního napětí a proudů rozkmitovým stupněm při indukční zátěži.....</i>	<i>53</i>



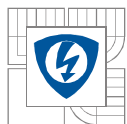
## SEZNAM TABULEK

<i>Tab.- Přiřazení grafů k velikosti předpětí.....</i>	<i>25</i>
--	-----------



## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

VAS .....	voltage-amplifier stage - napět'ový zesilovač –rozkmitový stupeň
SR.....	Slew Rate – rychlost přeběhu
IPS .....	input stage –vstupní část
OPS - .....	output stage – výstupní- koncová část
$f_h$ – .....	horní mezní kmitočet
$f_d$ .....	dolní mezní kmitočet
DF.....	Damping Factor- činitel tlumení
Au.....	napět'ové zesílení
CFB.....	complementary feedback pair



# 1 ÚVOD

Práce se zabývá řešením nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů a lze ji rozdělit na teoretickou a praktickou část. V první části jsou shrnuty základní pojmy a požadavky na zesilovač. Je ukázáno a popsáno několik známých konstrukcí zesilovačů. Praktická část se zabývá řešením moderního celosymetrického komplementárního výkonového zesilovače s důrazem na minimalizaci přechodového zkreslení.

## 2 ZESILOVAČ

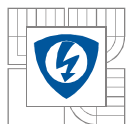
Zesilovač lze chápat jako aktivní dvojbran který zvětšuje - zesiluje vstupní signál.

Obvykle se pro zesilovače uvádějí jmenovité parametry, které udávají typické vlastnosti zařízení za definovaných podmínek. Parametry audio zesilovačů uvádí starší německá norma pro Hi-Fi zařízení DIN 45500 z roku 1973. Měření a stanovení vlastností audio zesilovačů definuje také česká norma ČSN EN 61305 z roku 1998.

### 2.1 HISTORIE

Z historického pohledu lze vysledovat pět generací koncových zesilovačů, lišících se převážně koncovým výkonovým prvkem:

- 1) **Elektronkové zesilovače**- používají se triody nebo pentody, nutností je výstupní transformátor na jehož kvalitě do značné míry závisí výsledek. Nejlepších výsledků se dosáhne se strmými koncovými pentodami v tzv. ultralinearním zapojení (Williamsonův zesilovač). Vyrábí se dodnes pro hudebníky (kytarové zesilovače) nebo High-End zesilovače.
- 2) **Konstrukce s germaniovými tranzistory**- v koncovém stupni se nejprve používaly výkonové tranzistory typu NPN v tzv. kvazikomplementárním zapojení ve třídě B nebo AB. Následně byli nahrazeny komplementárními výkonovými tranzistory pro výstupní výkon řádu desítek W.
- 3) **Konstrukce s křemíkovými tranzistory**- dodnes nejrozšířenější skupina. Existuje velké množství typů určených pro audio aplikace. Výkonové prvky se neustále zdokonalují v mezním kmitočtu, linearitě, odolnosti proti druhému průrazu (např. fa Sanken, Toshiba). Při vhodné aplikaci přináší špičkové výsledky.
- 4) **Konstrukce s unipolárními tranzistory**- oproti bipolárním tranzistorům se jedná o řádově rychlejší součástky (kratší spínací a hlavně rozpínací časy) a přináší proto skok v kvalitě, ale i specifické problémy.



- 5) **Monolitické a hybridní integrované výkonové zesilovače**- přišly s rozvojem technologií výroby, v jednom pouzdře je integrováno více součástek. Je k dispozici značné množství druhů a typů, určené hlavně pro spotřební a mobilní elektroniku. Koncový stupeň obvykle v kvazikomplementárním zapojení. Některé typy jsou elektricky i zvukově kvalitní, např. LM1875 nebo LM3886.
- 6) **Spínané zesilovače**- oproti předchozím typům jsou založeny na odlišném principu. Výkonové spínací prvky pracují ve spínacím režimu a zesilovač tedy dosahuje vysoké účinnosti. Jsou výrobně jednodušší a levnější. Mají význam hlavně pro velké výkony, v PA systémech pro ozvučování (jednotky kW). Z hlediska kvality zvuku jsou vždy horší než lineární zesilovače (díky spínacím jevům produkují rušení, nutnost použití výstupních filtrů degraduje důležité parametry jako rychlost přeběhu, činitel tlumení atd.). Vyskytují se i v provedení 5)

## 2.2 ROZDĚLENÍ ZESILOVAČŮ

Audio zesilovače lze rozdělit na:

- **Předzesilovač**- zesilovač napětí, jeho úkolem je zesílit signál na úroveň potřebnou pro vybuzení koncového zesilovače. Musí mít zejména minimální vlastní šum, nízké zkreslení a dobrou odolnost proti přebuzení. Součástí některých předzesilovačů bývá i *korekční zesilovač* který dělá úpravu frekvenční charakteristiky- korekci signálu (změnu výšek, hloubek..).
- **Výkonový zesilovač**- zpracovává na výstupu poměrně velké hodnoty napětí i proudu, jeho součástky musí být tedy patřičně dimenzovány a chlazeny. Mezi hlavní požadavky kladené na výkonový zesilovač patří malé zkreslení, lineární frekvenční charakteristika, velký odstup rušivých napětí.

## 2.3 ZÁKLADNÍ POJMY

### 2.3.1 Výkon

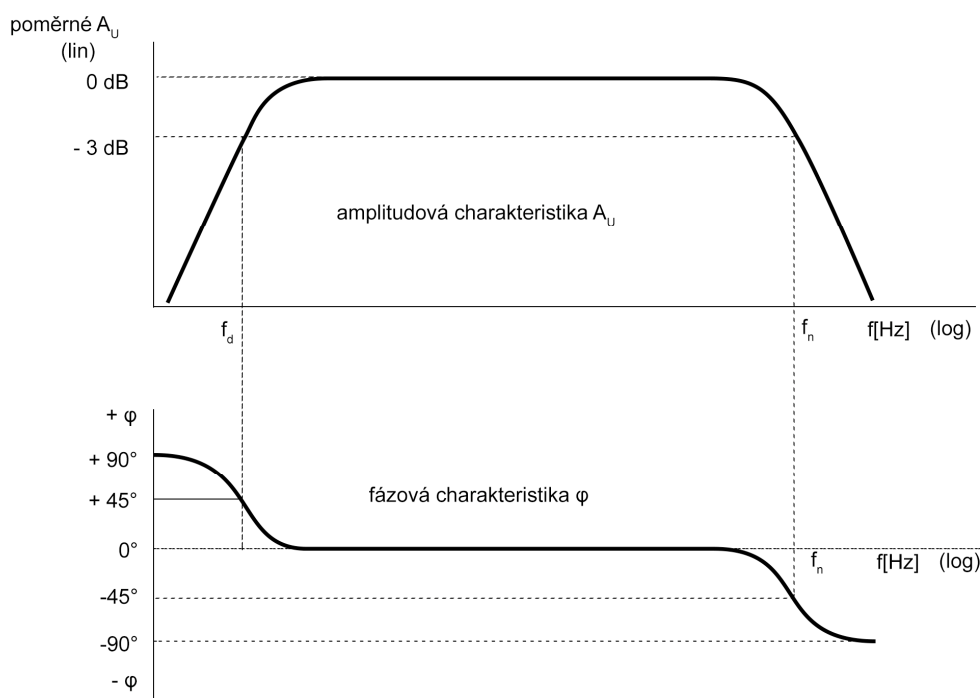
Parametr který udává jakou maximální úroveň signálu je schopen dodat do zátěže. Obvykle při dodržení určitých podmínek- při hodnotě zatěžovací impedance a dovoleném nelineárním zkreslení. Potřebná velikost výkonu závisí na citlivosti reprosoustav, velikosti ozvučovaného prostoru a požadované věrnosti přednesu- hodnotě akustického tlaku.

### 2.3.2 Kmitočtový rozsah

Udává rozsah přenášeného kmitočtového pásma za určitých podmínek. Obvykle jde o pásmo kmitočtů v němž pokles hodnoty napět'ového přenosu nepřesáhne hodnotu -3dB.

Každý zesilovač má z principu omezený mezní kmitočet- velikost jeho přenosu směrem k nižším i vyšším kmitočtům klesá. Na straně nižších kmitočtů je omezen tzv. *dolním mezním kmitočtem*  $f_d$  a na straně vyšších kmitočtů tzv. *horním mezním kmitočtem*  $f_h$ .

Nízkofrekvenční zesilovače přenesou obvykle pásmo slyšitelných kmitočtů (od 20Hz do 20kHz) se značnou rezervou. Příchod audio-formátů s vyšším rozlišením jako SACD, DVD-Audio nebo Hi-Res (až 24bit/192kHz) přinesl požadavek na kmitočtový rozsah 100kHz (viz. výzkum [19]). Zesilovače moderní koncepce toto splňují.



Obrázek 1 - Amplitudová a kmitočtová charakteristika zesilovače

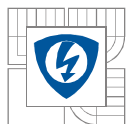
### 2.3.3 Zesílení, zisk

Je poměr výstupní veličiny k veličině vstupní. Podle toho, které ze vstupních a výstupních veličin srovnáváme, jde o zesílení napět'ové, proudové nebo výkonové. Nejčastěji se uvádí napět'ové zesílení:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1}$$

Nebo napět'ový zisk v decibelech :

$$A_U = 20 \log \frac{U_2}{U_1}$$



Zesílení je komplexní veličina závislá na kmitočtu a popisuje ji **amplitudová kmitočtová charakteristika**. V pásmu zesilovaných kmitočtů by mělo být zesílení konstantní.

**Fázová kmitočtová charakteristika** popisuje závislost poměru amplitudy výstupní ku vstupní a jejich fázový posun v závislosti na frekvenci.

### 2.3.4 Rychlost přeběhu

Rychlost přeběhu (SR –Slew Rate) udává maximální rychlost změny napětí za jednotku času na výstupu zesilovače. Neboli hodnota SR je velikost  $du/dt$  odezvy výstupu zesilovače na jednotkový skok. V ideálním případě by měla být nekonečně rychlá. Jednotkou rychlosti přeběhu je V/s, nebo častěji užívaná V/ $\mu$ s. Rychlost přeběhu má nelineární projevy, je závislá na velikosti amplitudy a kmitočtu zpracovávaného signálu a může tedy způsobit zkreslení signálu.

Někdy bývá zmiňován parametr **maximální výkonová frekvence**. Je to frekvence při které je zesilovač schopen dosahovat daného rozkmitu výstupního napětí bez zkreslení vlivem omezení rychlosti přeběhu [20].

Například, má-li být na výstupu zesilovače napětí o amplitudě 28V (tj. 100W do 4  $\Omega$ ) a frekvenci 20kHz, pak na zátěži vzroste napětí na maximální hodnotu za dobu čtvrt periody, což je 12,5 $\mu$ s. Zesilovač musí být tedy schopen na výstupu vytvořit za dobu 12,5 $\mu$ s napětí 28V, tj. musí mít rychlost přeběhu větší než 2,24V/ $\mu$ s (napětí kopíruje funkci sinus).

Doporučuje se, má-li být zkreslení způsobené vlivem konečné rychlosti přeběhu na úrovni 0,01% i na kmitočtu 20 kHz a při plném výkonu, aby byla *výkonová šířka pásma zesilovače* asi 160 kHz. Tomu pak odpovídá známá podmínka: Na každý volt rozkmitu zesilovače (maximální hodnota) má být rychlost přeběhu 1 V/us. Z toho plyne pro klasický 100W / 4 ohmy zesilovač rychlost přeběhu asi 30 V/us [1].

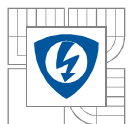
### 2.3.5 Odstup cizích napětí

Protože elektronika zesilovače není dokonalá (šum tranzistorů, rezistorů) bude na výstupních svorkách zesilovače vždy nějaké malé parazitní napětí. Udává se jako poměr jmenovitého výstupního napětí a napětí zbytkového- rušivého. Vyjadřuje se v dB. Tyto lze dělit na **šum** a **brum**. Při jmenovité citlivosti koncových zesilovačů (0,775V) bývají nejčastěji problémy s odstupem brumu (který vniká do přístroje kapacitní nebo indukční vazbou, případně zemními smyčkami).

### 2.3.6 Vstupní citlivost

Vstupní citlivost udává potřebnou hodnotu napětí na vstupu zesilovače pro dosažení jmenovitého výstupního výkonu. U koncových zesilovačů obvykle kolem 1V efektivní pro plné vybuzení.





### 2.3.7 Vstupní impedance

Definuje ji rezistor na vstupu zesilovače. Nízká hodnota je nezbytná pro dosažení dobrého odstupu rušivých napětí. Současné typické hodnoty jsou v řádu jednotek až desítek k $\Omega$ . IEC doporučuje hodnotu 10k $\Omega$ . Pro optimální přizpůsobení zdroje signálu a vstupu zesilovače je nutno tuto hodnotu respektovat.

### 2.3.8 Výstupní impedance

U moderních zesilovačů dosahuje velmi malých hodnot, typicky desítky m $\Omega$ . Je kmitočtově závislá- směrem k vyšším kmitočtům roste. Někdy bývá uváděna jako **činitel tlumení (DF-damping factor)**, což je vyjádření poměru mezi zatěžovací a výstupní impedancí. Typickou zátěží jsou 4 $\Omega$  nebo 8 $\Omega$  reprosoustavy.

### 2.3.9 Zpětná vazba

Každý zesilovač obsahuje, zpravidla několik, zpětných vazeb. Zpětné vazby jsou buď úmyslné (k ovlivnění vlastností zesilovače) nebo parazitní (způsobené vodivostmi reálných součástek). Podstatou **hlavní záporné ZV** je přivedení části výstupního signálu zpět na vstup zesilovače. Část výstupního deformovaného signálu se přivádí na vstup zesilovače v obrácené polaritě, kde se odečítá od zesilovaného napětí. Teprve tímto rozdílovým napětím se budí zesilovač. Poklesne sice zesílení, zároveň ale dojde ke zlepšení všech důležitých parametrů zesilovače.

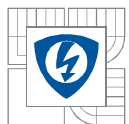
Záporná zpětná vazba v zesilovači způsobuje:

- zmenšuje lineární a nelineární zkreslení zesilovače
- zvětšuje šířku přenášeného pásma
- zmenšuje rušivá napětí (šum) vznikající v zesilovači
- stabilizuje parametry zesilovače (zmenšuje kolísání zesílení při změnách napájecího napětí, teploty, stárnutí součástek atd.)
- změnu vstupní a výstupní impedance
- zmenšuje zesílení

S provedením zpětné vazby souvisí frekvenční *stabilita zesilovače*.

### 2.3.10 Zkreslení

Každý reálný zesilovač více či méně zkresluje, výstupní signál tedy není shodný co se týče tvaru signálu a spektrálního složení a může tedy obsahovat kmitočty které ve vstupním signálu nejsou a některé kmitočty mohou chybět.



Zkreslení je celá řada a lze je dělit na :

### 1. LINEÁRNÍ:

#### a) Amplitudové zkreslení (útlumové)

Projevuje se tak, že zesilovač nezesiluje na všech kmitočtech stejně. Obvykle dochází k poklesu zesílení na nízkých a vysokých kmitočtech. Toto lze ověřit změřením amplitudové charakteristiky. Viz obr..

#### b) Fázové zkreslení

Vzniká tím, že různé kmitočty procházejí zesilovačem různou rychlostí. Dochází tak k fázovému posunu mezi vstupním a výstupním signálem. Toto zkreslení lze odstranit použitím dostatečně širokého přenášeného pásma tak, aby fázová charakteristika byla lineární v rozsahu akustického pásma.

### 2. NELINEÁRNÍ

#### a) Harmonické zkreslení- THD (Total Harmonic Distortion)

Vzniká průchodem signálu přes nelineární zesilovací součástky. Dochází ke vzniku vyšších harmonických kmitočtů, násobků základního kmitočtu.

#### b) Zkreslení intermodulační (rozdílové)- IMD (Intermodulation Distortion)

Vzniká tím, zpracovává-li zesilovač více kmitočtů současně. Na nelineární VA charakteristice tranzistoru dochází k jejich směšování – vznikají složky součtové a rozdílové základních kmitočtů, všech vyšších harmonických a množství dalších kombinačních složek. Jedná se o velmi nepříjemný druh zkreslení.

#### -Přechové zkreslení

Vzniká u zesilovačů třídy B a AB. Je způsobeno nelinearitou převodní charakteristiky zesilovacího prvku v počátku jeho charakteristiky. Viz. dále.

### 2.3.11 Druhy provozu- třídy zesilovačů

Používají se dva režimy práce v nichž pracují aktivní prvky:

a) *používá se přímo převodní charakteristiky aktivního prvku.* Režim lze dělit do

tříd A, B, C, případně AB. Existují ještě třídy G, H a I ( upravují zapojení třídy zesilovačů AB pro dosažení vyšší účinnosti).

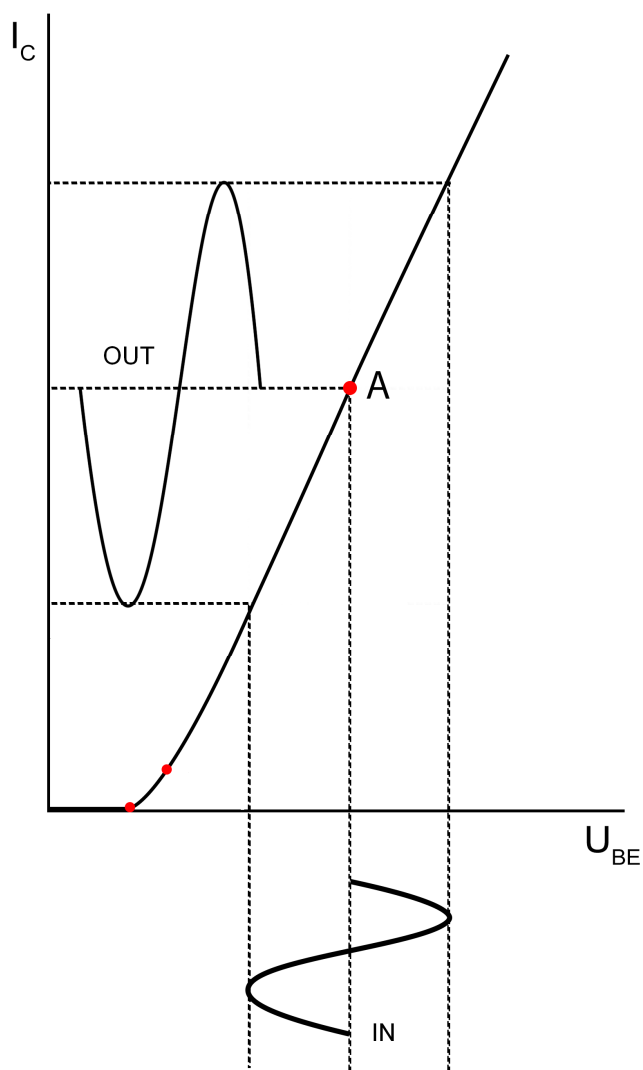
b) *aktivní prvek funguje jako spínač.* Typicky zesilovač třídy D.

Existují však i třídy T, E a F (nf signál je přeměněn na vysokofrekvenční obdelníkový signál s proměnnou střídou, zesílí se a před zatěží je filtrován pouze užitečný analogový signál).

U analogových zesilovačů rozeznáváme tedy podle nastavení polohy klidového pracovního bodu tyto tři základní třídy zesilovačů :

### 1. Třída A

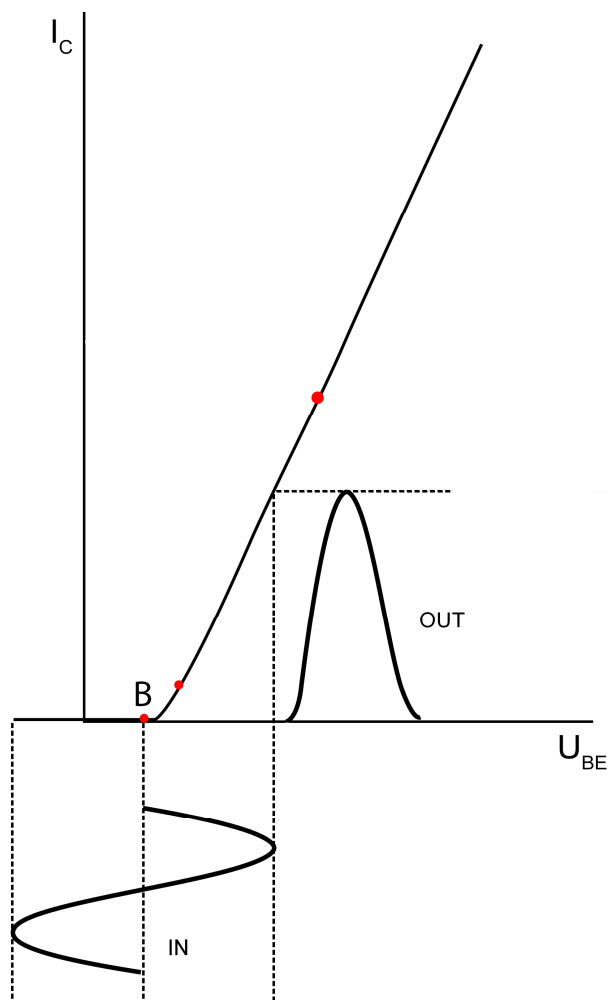
Pracovní bod je nastaven uprostřed charakteristik, aktivní prvek tedy zpracovává obě polarity vstupního signálu. Charakteristiky pracují v lineární oblasti a zesilovač má tedy minimální zkreslení. Špatná je však energetická účinnost zesilovače (asi 20%), zapojení se proto používá většinou pro nevýkonové zesilovače (předzesilovače).



Obrázek 2 - Poloha pracovního bodu ve třídě A

## 2. Třída B

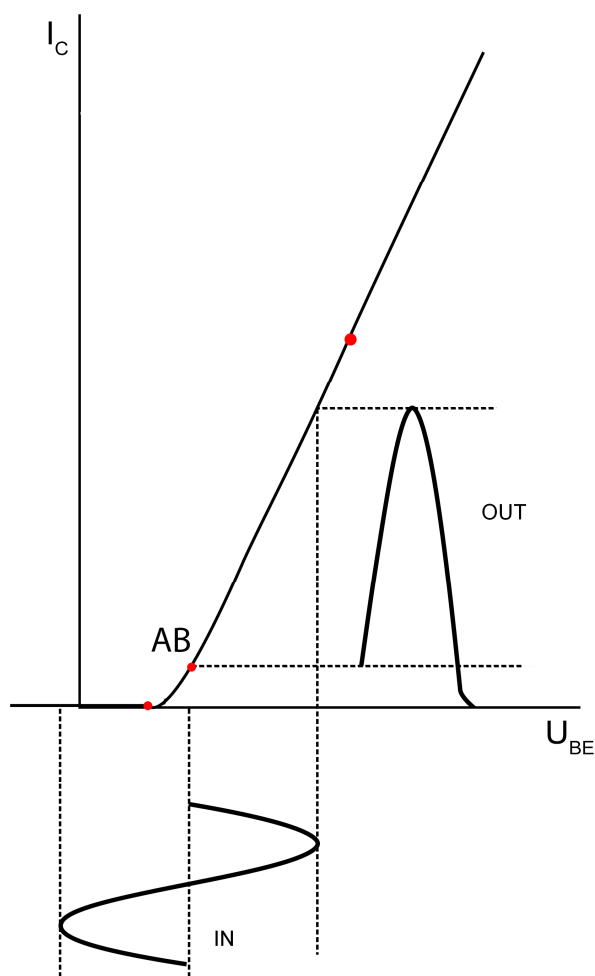
Pracovní bod není nastaven a tranzistor zesiluje pouze jednu polaritu vstupního signálu. Zpracovává se tedy odděleně kladná a záporná část signálu, nejčastěji v zapojení dvojčinný emitorový sledovač bez předpětí. Protože bez vybuzení neteče žádný klidový proud  $I_c$ , má zapojení velkou energetickou účinnost (asi 50%) ale současně i velké harmonické zkreslení malých signálů v okolí průchodu nulou. Vzniká tzv. *přechodové zkreslení* viz. dále. Čistá třída B se proto používá ojediněle v aplikacích s nízkými nároky (místní rozhlas, bateriové přístroje).



Obrázek 3- Poloha pracovního bodu ve třídě B

### 3. Třída AB

Jedná se o mírně pootevřenou třídu B. Je nastaven malý pracovní proud tak, aby se odstranila největší nelinearita způsobená kolenem vstupní charakteristiky tranzistoru. Zesilovač tedy pracuje do nějakého malého výkonu ve třídě A a pak skokem přejde do třídy B. (Žádný mezistav AB tedy neexistuje, jak se někdy mylně uvádí). U klasického dvojčinného stupně pak přechod jednoho z tranzistorů z vodivého do nevodivého stavu a naopak, generuje vysoké harmonické kmitočty – tzv. přechodové zkreslení. Jedná se o kompromis mezi dvěma výše uvedenými třídami, přijatelná je energetická účinnost i zkreslení.



Obrázek 4- Poloha pracovního bodu ve třídě AB

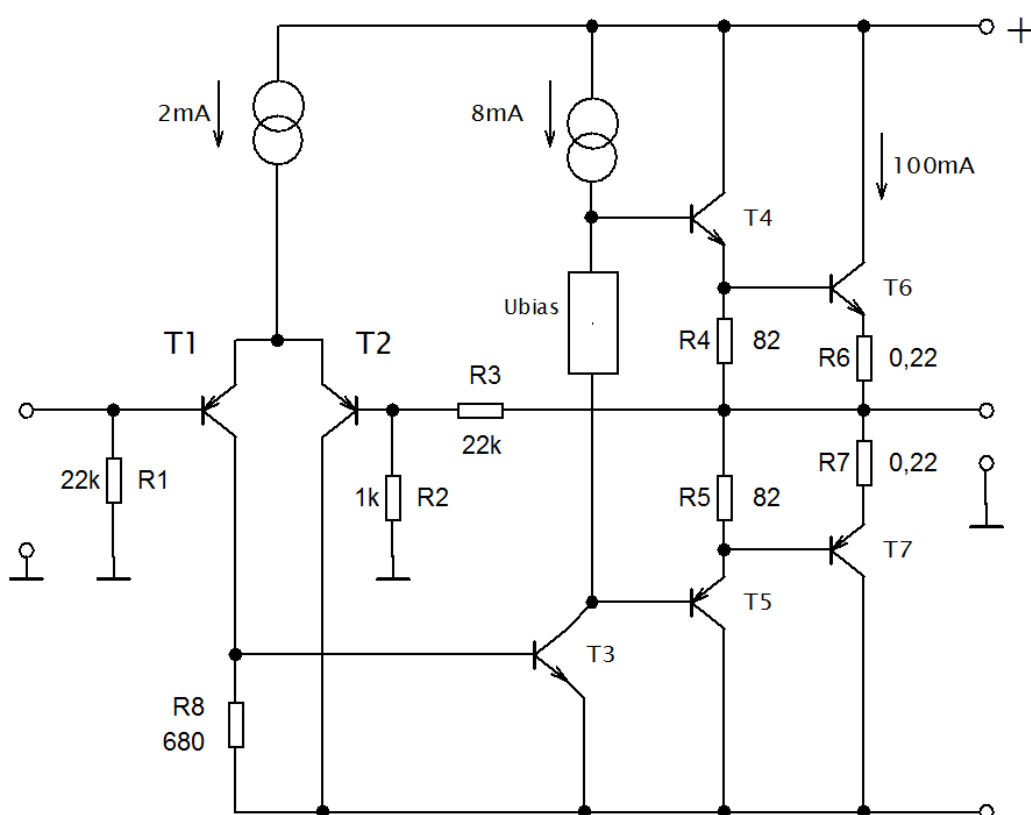
Mimo tyto základní třídy existují i třídy speciální.

## 2.4 Koncepce zesilovače

Výkonový zesilovač se skládá z těchto hlavních částí:

- vstupní napěťový zesilovač (IPS- input stage)
- napěťový zesilovač (VAS- voltage-amplifier stage )
- obvod předpětí  $U_{bias}$  - nastavení pracovního bodu a teplotní stabilizace koncového stupně
- koncový stupeň (OPS- output stage)
- obvod pro limitaci výstupního proudu při přetížení nebo nadproudu

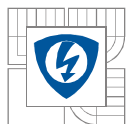
### 2.4.1 Základní zapojení



Obrázek 5- Zjednodušené schéma výkonového zesilovače

Na obr. 5 je zjednodušené schéma třístupňového zesilovače. Vychází z topologie firmy Linn z padesátých let. V průběhu let se objevil v mnoha modifikacích a vyskytuje v některých konstrukcích prakticky dodnes.

Tranzistory T1 a T2 tvoří vstupní diferenciální zesilovač který je napájen ze zdroje proudu s vysokou impedancí. Proud je volen jako kompromis mezi šumem a linearitou. Napěťový zisk tohoto obvodu bývá poměrně nízký, obvykle v rozsahu od 1 do 15. Diferenciální zesilovač porovnává vstupní signál s částí signálu z výstupu, a rozdíl přivádí do dalšího stupně zesilovače. Jedná se o podstatu záporné zpětné vazby, je tvořena odpory R3 a R2.



Tranzistor T3 je napěťový zesilovací stupeň (VAS). Je v zapojení se společným emitorem, má velký zisk (obvykle 100 až 10000)[1].

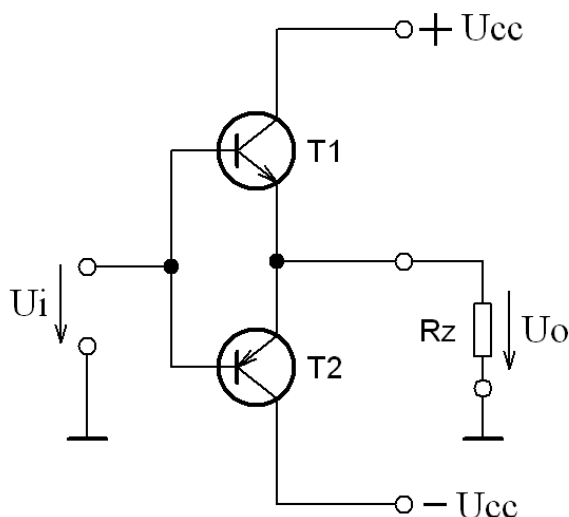
Koncový stupeň sestává z tranzistorů T4 až T7. Tvoří ho dva páry emitorových sledovačů (EF- emitter follower). Tranzistory T4 a T5 jsou budiče, T6 a T7 jsou koncové tranzistory. Napěťový zisk takového koncového stupně je 1. V emitorech koncových tranzistorů jsou zařazeny *emitorové (degenerační) odpory*. Předpětí pro koncový stupeň vytváří obvod U bias.

Velmi podrobný rozbor zesilovačů včetně měření, optimalizace jednotlivých stupňů lze je popsán v [2] a [1].

Z hlediska minimalizace přechodového zkreslení se v popisu zaměřím pouze na obvod vytvářející předpětí U<sub>bias</sub> a koncový stupeň.

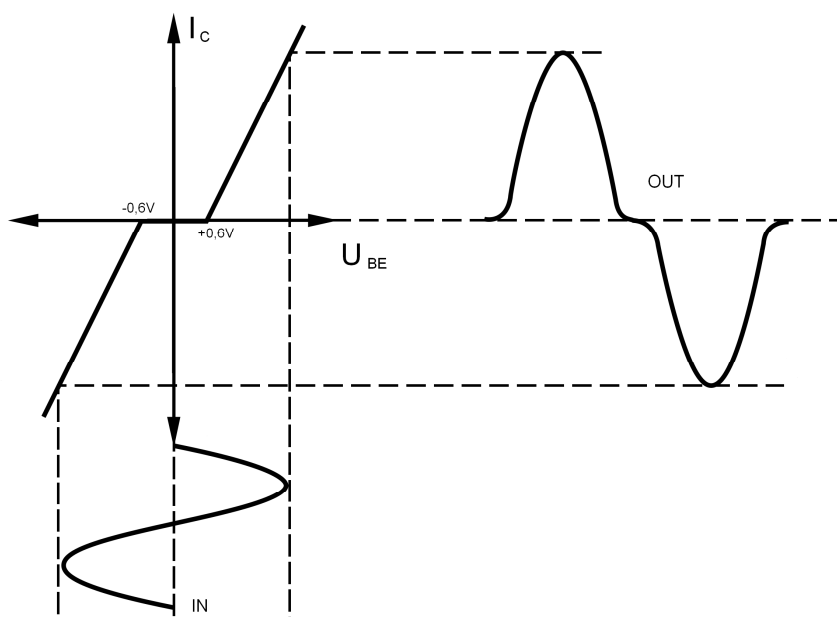
## 2.4.2 Koncový stupeň

### 2.4.2.1 Komplementární emitorový sledovač ve třídě B



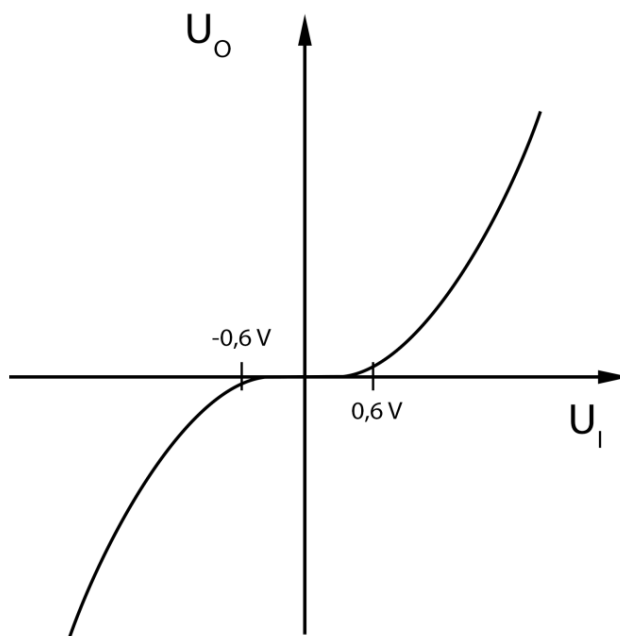
Obrázek 6 - Komplementární emitorový sledovač

Na obr. 6 je zobrazeno zjednodušené zapojení se SC a pracuje jako *dvojčinný emitorový sledovač* ve třídě B. Při  $U_i=0$  jsou oba tranzistory uzavřeny a neprochází jimi tedy žádný klidový proud. Jak je patrné z obrázku koncový pár má nulové předpětí, tedy širokou oblast kdy nereaguje na vstupní signál. Tímto vzniká v oblasti malých signálů tzv. *přechodové zkreslení (crossover distortion)*



Obrázek 7- Komplementární emitorový sledovač bez předpětí [12]

Jedná se o subjektivně nejhorší druh zkreslení. Projevuje se při nižších úrovních signálu a způsobuje "zdrsnění" hlavně vysokých kmitočtů.

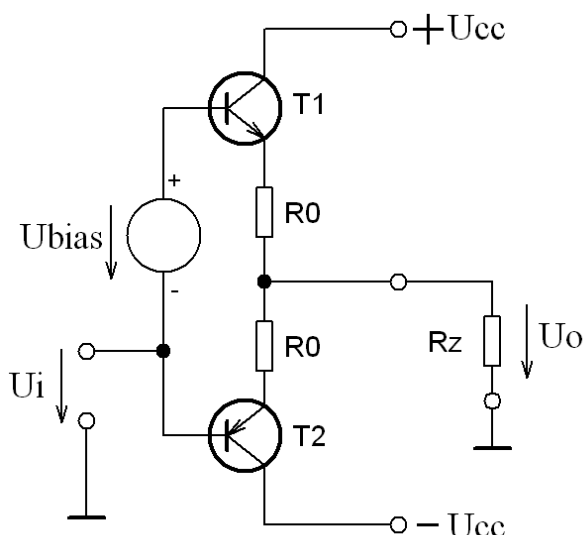


Obrázek 8- Přechodové zkreslení dvojčinného zesilovače pracujícího ve třídě B



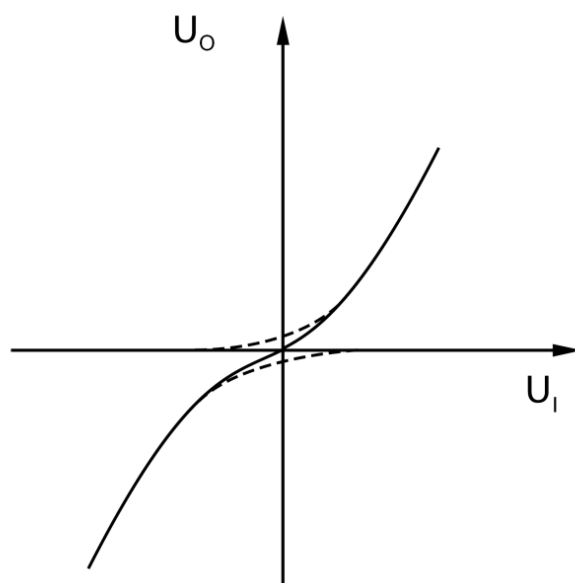
### 2.4.2.2 Komplementární emitorový sledovač ve třídě AB

Zlepšit vlastnosti emitorového sledovače lze posunutím pracovního bodu obvodu mezi třídy A a B. Oběma tranzistory tak bude trvale protékat malý klidový proud (z  $+U_{cc}$  do  $-U_{cc}$ ). Toho lze dosáhnout zavedením vhodného předpětí  $U_{bias}$  mezi báze tranzistorů. Vznikne tak provoz v mírně pootevřené třídě B – tzv. *třída AB*. Velikost klidového proudu se nastaví vhodnou velikostí předpětí tak, aby přechodové zkreslení na obrazovce osciloskopu zaniklo.



Obrázek 9- Dvojčinný emitorový sledovač s předpětím

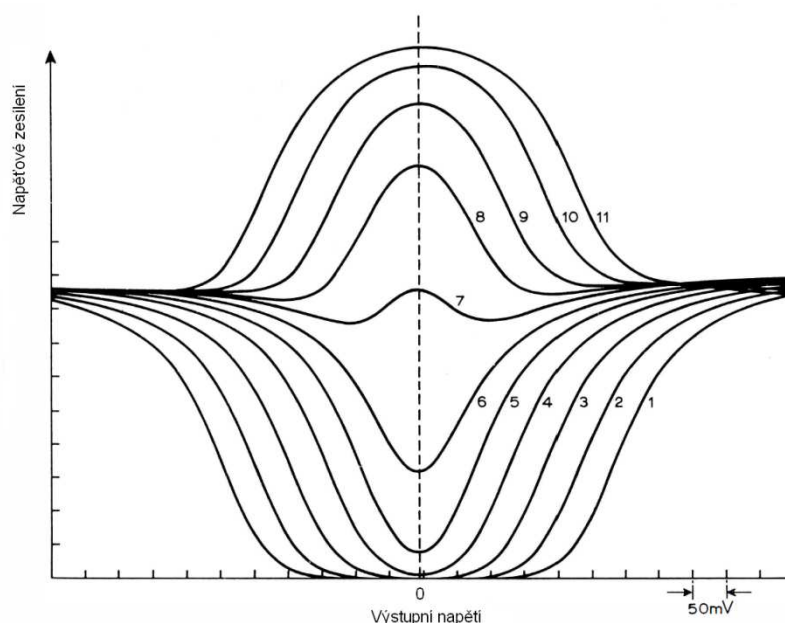
V případě dle obrázku bude velikost  $U_{bias}$  o něco vyšší než je prahové otevírací napětí tranzistorů T1 a T2 (tzn. přibližně 1,2V).



Obrázek 10- Přechodové zkreslení dvojčinného zesilovače ve třídě AB

Činnost koncového stupně je možno vyhodnotit podle závislosti napěťového přenosu (příp. strmosti) na výstupním napětí. Změřením těchto závislostí při různých stejnosměrných předpětích se získají závislosti viz. obr. 11.

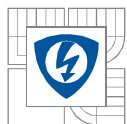
Kolem nuly jsou křivky symetrické a jejich tvar je závislý na nastavení pracovního bodu. Jak je z obr. patrné, malé i velké předpětí je nevhodné a dochází ke zkreslení vlivem proudové závislosti napěťového přenosu [17]. K nejmenšímu zkreslení dochází při předpětí asi 1,2V (křivka 7), což je prahového napětí dvou přechodů  $U_{BE}$ .



Obrázek 11- Závislost napěťového zesílení na výstupním napětí při různém předpětí koncového stupně. Převzato[17]

Křivka	Předpětí[V]
1	0
2	0,2
3	0,4
4	0,6
5	0,8
6	1
7	1,2
8	1,4
9	1,6
10	1,8
11	2

Tab.1. Přiřazení grafů k velikosti předpětí. Převzato[17]



Dle literatury[1] [2] platí pro koncový stupeň v zapojení emitorový sledovač v AB třídě pravidlo, že úbytek napětí na emitorových odporech musí být 24-26mV. Je to uvedeno jako podmínka pro minimální přechodové zkreslení koncového stupně. Menší ani větší hodnota není optimální. Použití emitorového odporu  $0,1\Omega$  přináší menší zkreslení než při  $0,22\Omega$ , hůře se ale udržuje teplotní stabilita klidového proudu. Emitorový odpor kolem  $0,22\Omega$  je vhodný kompromis, optimální klidový proud jedním tranzistorem pak vychází asi 114mA.

Hodnota emitorového odporu se obvykle pohybuje mezi  $0,1\Omega$  a  $0,47\Omega$ . Jako dobrý kompromis mezi malým zkreslením a teplotní stabilitou je  $0,15\Omega$  až  $0,27\Omega$ . Pro daný klidový proud tedy existuje nějaká hodnota emitorového odporu pro kterou je přenosová chyba minimální[1][2]. Neboli klidový proud je vhodné nastavit tak, aby strmost koncového stupně pro velmi malé signály (kdy jsou obě poloviny koncového stupně otevřeny) a pro plné vybuzení (kdy vede v každé půlperiodě jen jedna polovina) byla shodná. Jedná se o částečné statické vyvážení.

Naproti tomu literatura [15] uvádí, že funkční závislost přenosu je dobře popsána úbytkem na emitorovém odporu a optimální hodnota se pohybuje mezi 13 až 26 mV. Neplatí tedy jednoduše nastavitelné optimum kolem 24mV. Výsledné rozložení spektra bude závislé na výstupním výkonu a bude jiné pro 3. harmonickou složku a jiné pro vysoké harmonické.

Vzhledem k velmi malým hodnotám zkreslení po uzavření zpětné vazby (setiny až tisíce procenta) a mým omezeným možnostem měření, se mi nepodařilo obě výše uvedené podmínky potvrdit ani vyvrátit.

Další možností snížení vlivu přechodového zkreslení v klasickém zesilovači s celkovou zpětnou vazbou je *chybová korekce (EC- Error Correction)*. Viz. dále.

### 2.4.3 Realizace předpětí tranzistorů

Protože vlivem teploty dochází ke změně napětového úbytku na přechodu  $U_{BE}$  tranzistoru v propustném směru je problém zajistit konstantní hodnotu klidového proudu v širokém rozmezí teplot. Tato změna je přibližně  $-2,2\text{mV}/^\circ\text{C}$  ( $-1,9$  až  $-2,5\text{mV}$  dle typu tranzistoru).

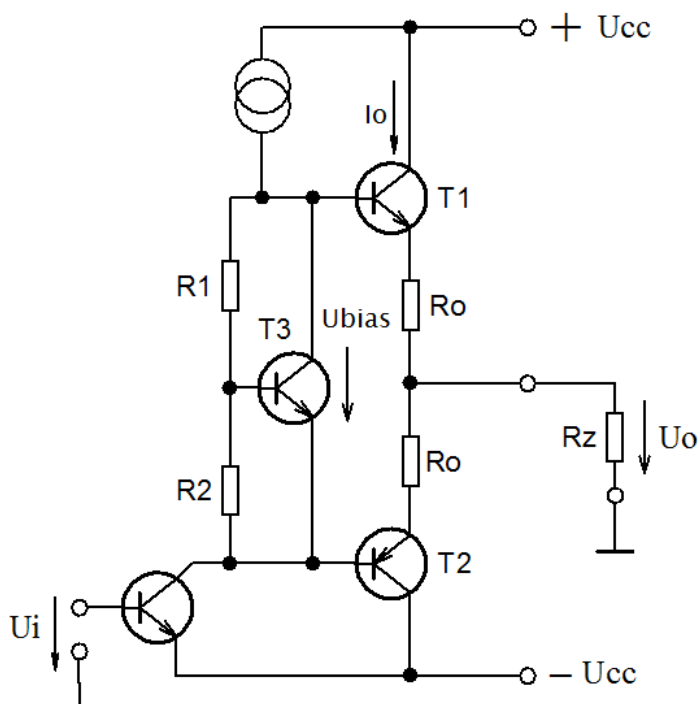
To vede k tomu, že klidový proud protékající koncovými tranzistory je teplotně závislý. S ohřátím chladiče dochází k nárůstu proudu, což vede k dalšímu navýšení teploty a to by vedlo až ke zničení tranzistorů (*thermal runaway*). Jedná se o tzv. *termickou kladnou zpětnou vazbu*.

Pro zlepšení teplotní stabilizace (ale i zmenšení zkreslení) je vhodné zařadit do emitorů výkonových tranzistorů odpory  $R_0$ , obvykle velikosti několik desetin  $\Omega$ . Odpory přispívají k linearizaci výstupního napětí. Jedná se o *proudovou zpětnou vazbu*. Stabilizace je tím lepší, čím je hodnota rezistorů vyšší. Protože jimi ale teče celý proud zátěže musí být hodnoty těchto odporů malé, aby nedocházelo ke ztrátám a snížení výstupního napětí zesilovače. Tyto odpory jsou v praxi používány i ke snímání proudu pro elektronickou pojistku, slouží pro rovnoměrnější rozdělení proudů při paralelním řazení koncových tranzistorů atd.

Hodnota emitorových odporů se obvykle pohybuje v rozmezí 0,1-0,47  $\Omega$ . Mělo by jít o kvalitní drátový typ, s nízkou indukčností. Například běžný rezistor Vishay 0,22R/4W má indukčnost pod 100nH, vyrábí se ale i speciální typy se sníženou indukčností – bifilárně vinuté, uspořádání Ayrton-Perry ap. Metalizované typy nejsou vhodné kvůli malé impulsní přetížitelnosti.

Teplotní stabilizaci klidového proudu lze realizovat několika způsoby. Nejčastěji se do zdroje předpětí použijí teplotně závislé součástky které se teplotně sváží s pouzdem koncových tranzistorů nebo chladičem. Dříve to byli termistory nebo diody, problémem těchto jednoduchých řešení je ale nastavení optimální velikosti a stabilita tohoto předpětí.

Výhodné se jeví použití tzv. násobiče  $U_{BE}$  :



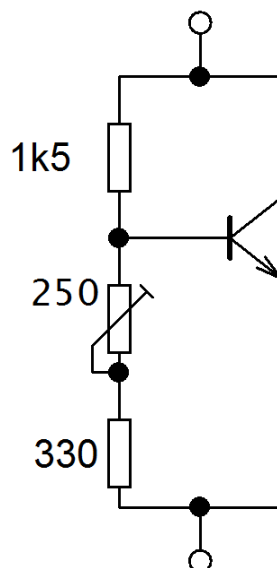
Obrázek 12- Dvojčinný emitorový sledovač s nastavitelným předpětím  $U_0$ [12]

Násobič  $U_{BE}$  má funkci stabilizátoru napětí (referenční prvek je přechod  $U_{BE}$ ) a zároveň pracuje jako teplotní čidlo a reguluje tak klidový proud koncových tranzistorů. Teplotní závislost napětí  $U_{BE}$  je přibližně -2,5mV/°C.

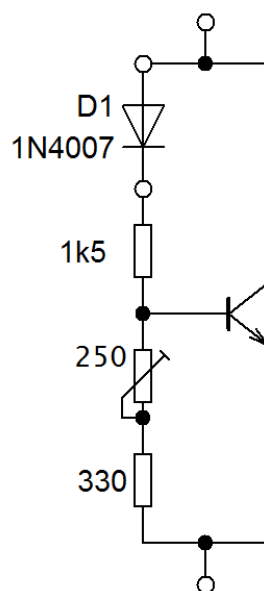
Platí:

$$U_{BIAS} = U_{BE} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \cong 0,6 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

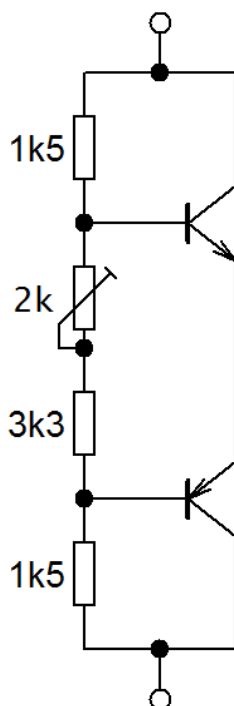
Násobič  $U_{BE}$  se vyskytuje v mnoha variantách:



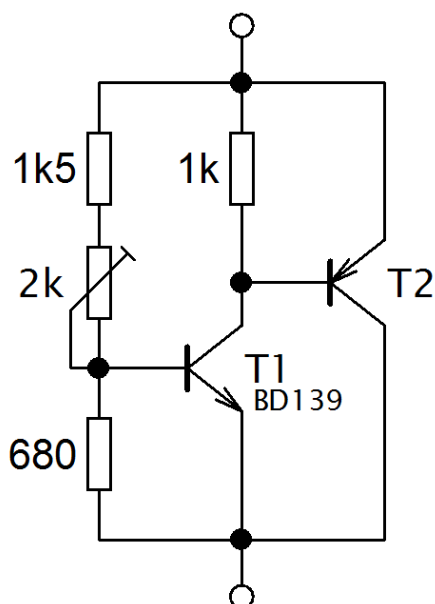
Obrázek 13-  $U_{BE}$  nastavitelný



Obrázek 14-  $U_{BE}$  kde snímacím prvkem je dioda



Obrázek 15-  $U_{BE}$  dělené- oba tranzistory jsou použity jako snímací, jsou tedy hlídány oba koncové tranzistory- obě polarity



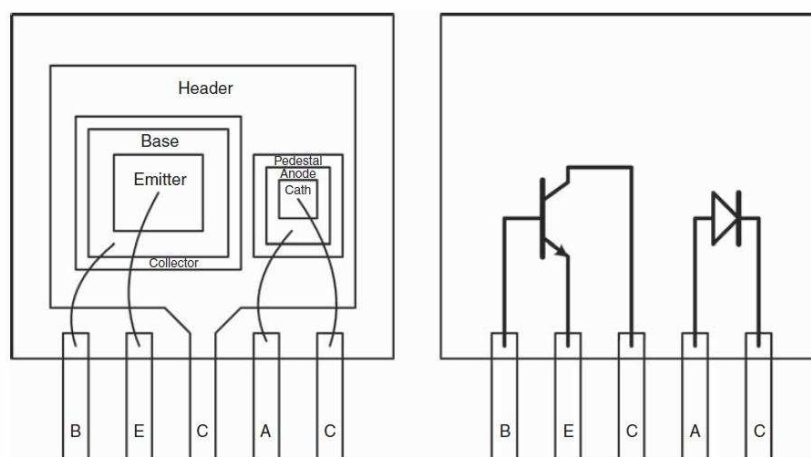
Obrázek 16 - Zapojení CFB (complementary feedback pair) [1]

Zapojení CFB má oproti předchozím zapojením mírně odlišné regulační schopnosti, je teplotně překompenzované, má vyšší strmost regulace a nižší vnitřní odpor. Hlavním snímacím prvkem je T1 (-1,9mV/°C), T2 má minimální vliv (-0,1mV/°C).

Pro správnou funkci teplotní stabilizace je třeba, aby časová konstanta a odpor přenosu tepla mezi výkonovým a snímacím tranzistorem byly co nejmenší. Neoptimálnější umístění je tedy přímo na výkonovém tranzistoru nebo jeho šroubku. Toto bývá v praxi bohužel většinou opomíjeno a snímací tranzistor je na chladiči, mnohdy značně daleko od koncových tranzistorů.

Minimalizace přechodového zkreslení optimalizací klidového proudu vyžaduje velmi dobře zvládnuté chlazení a teplotní stabilizaci klidového proudu, zvláště při proměnlivém, dynamickém signálu.

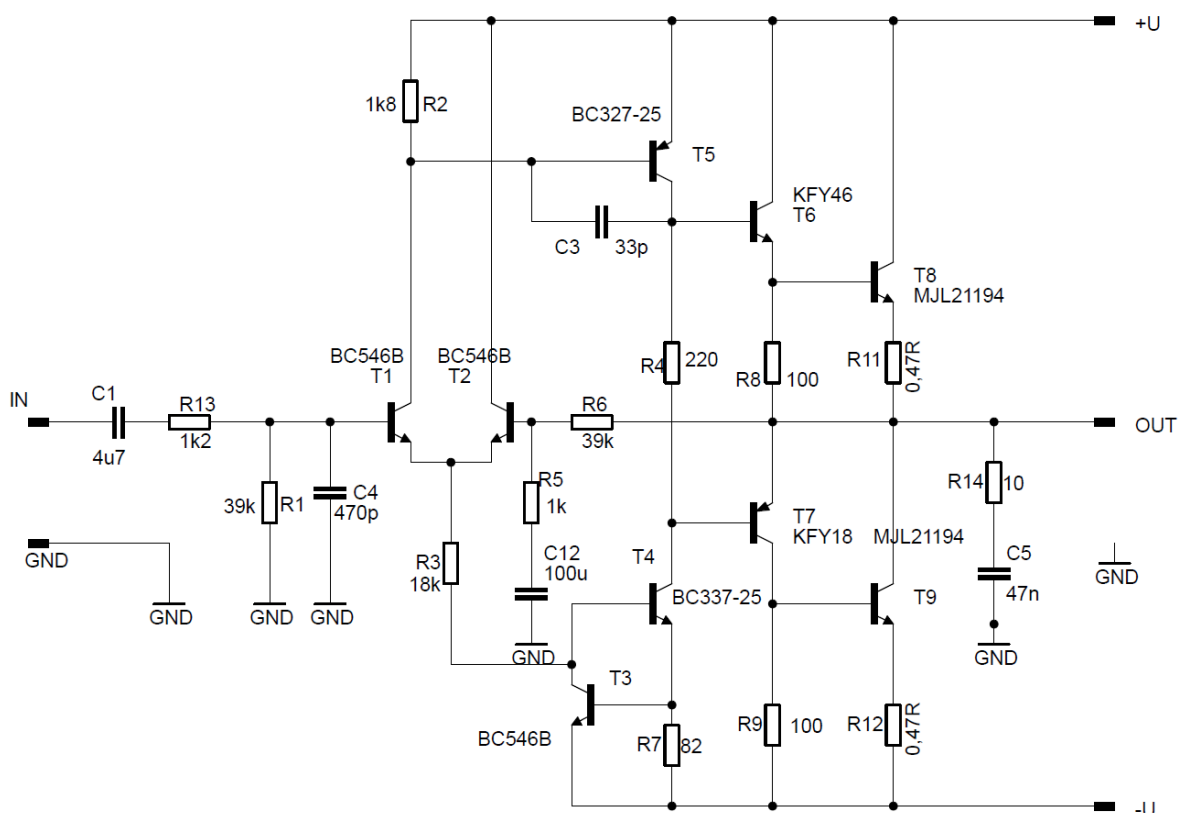
Výrobce ON Semiconductor vyrábí pro tento účel tranzistory ThermalTrak, ke snímání teploty čipů se používá dioda- viz. NJL3281D (NPN) a NJL1302D (PNP). Tranzistor s  $I_c = 15A$ ,  $U_{ce} = 260V$ ,  $P_c = 200W$  a  $f_t = 30MHz$  s velmi dobrou SOA charakteristikou.



Obrázek 17- Tranzistory ThermalTrak výrobce ON Semiconductor[16]

## 3 OBVODOVÉ ŘEŠENÍ VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ

### 3.1 Zesilovač Sinclair Z-30



Obrázek 18- Schéma zesilovače Sinclair Z-30 [21]

Zesilovač Z-30 je konstrukcí z roku 1969 a jejím autorem je Sir Cliv M. Sinclair . Pochází z doby kdy byl problém technologicky vyrobit výkonové PNP tranzistory stejných vlastností jako NPN. Koncový stupeň je tedy osazen pouze NPN typy v tzv. *kvazikomplementárním* zapojení.

Na vstup je připojena horní a dolní propust která omezuje pásmo propouštěných signálů a odděluje případnou stejnosměrnou složku. Tranzistory T1 a T2 tvoří diferenciální zesilovač, proud tranzistorů určuje rezistor R3. Tranzistor T5 pracuje v zapojení se společným emitorem a stará se o napěťový rozkmit zesilovače, dodává signál pro budič T6 a koncový tranzistor T8. Tyto jsou zapojeny v obvyklém zapojení se společným kolektorem SC (emitorový sledovač). Tranzistor T3 a T4 jsou zapojeny jako dvojité proudové zrcadlo- zdroj proudu a tvoří dynamickou zátěž budiče který pracuje ve třídě A a zároveň stabilizují pracovní bod celého zesilovače (úbytkem na rezistoru R4). Velikostí odporu R7 lze nastavit klidový proud. Teplotní stabilizaci klidového proudu lze realizovat tím, že se tranzistor T3 teplotně sváže s chladičem. S jeho ohřevem roste zesílení tranzistoru, přivírá se T4 a proud přes R4 klesá. Klidový proud je vhodné nastavit tak, aby přechodové zkreslení na osciloskopu spolehlivě zaniklo. Napěťové zesílení zesilovače určuje zpětná vazba tvořená rezistory R6 a R5. Kondenzátor C1 zajišťuje jednotkové zesílení pro stejnosměrnou složku.

Spodní větev s tranzistory T7 a T9 svým zapojením nahrazuje jinak běžný PNP tranzistor. Pracuje v zapojení se společným emitorem (SE) a zesiluje napěťově. Nevýhodou



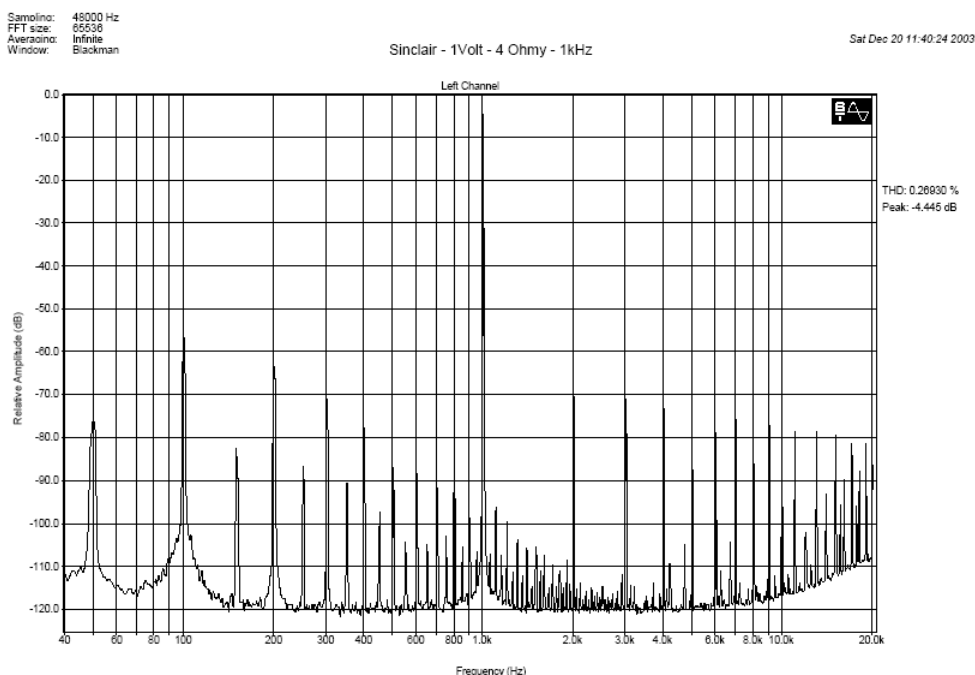
tohoto řešení je, že obě větve nemají stejné dynamické parametry. Z pohledu řízení zatěžují obě větve zdroj signálu výrazně nesymetricky. Horní větev, v zapojení SK, má větší vstupní odpor než spodní větev (v SE). Také napěťový přenos horní větve je menší, než dolní větve. Výstupní impedance koncového zesilovače je tak nelineární a závislá jak na amplitudě, tak i polaritě výstupního napětí. Díky výše popsanému vzniká nelineární zkreslení v počátku charakteristiky (do asi 1V), toto nelze nikdy zcela odstranit. K tomu přispívá záporná zpětná vazba, realizovaná děličem R6/R5, která kromě zmenšení zkreslení i zmenšuje výstupní odpor. Tím se částečně potlačuje vliv rozdílných výstupních impedancí zesilovače. [17],[9]. Zkušenost ukazuje že kvazikomplementární zesilovače jsou náchylnější na kmitočtovou nestabilitu- vf oscilace, což je mj. dáno i nesouměrností koncových větví.

Kmitočtovou kompenzaci tvoří kondenzátor C3, hodnotu je nutno určit experimentálně, je závislá na použitých tranzistorech a topologii plošného spoje.

Popsané zapojení je oproti originálu mírně modifikováno Ing. Pavlem Macurou, na dnešní polovodiče. Nejsou použity dva kondenzátory kmitočtové kompenzace které zvyšovaly nestabilitu.

Z dnešního pohledu se jedná o zastaralé, nevhodného řešení. Na druhou stranu v době vzniku tranzistory tvořily podstatnou položku v ceně. Vznikaly tedy zapojení s minimálním počtem tranzistorů a snahou o co nejlepší funkčnost. I dnes se prodávají stavebnice vycházející z tohoto zesilovače.

Na obr.xx je znázorněna FFT analýza zesilovače Z-30, s neoptimálním ( malým) klidovým proudem, tedy ve třídě AB. Výsledkem je vznik přechodového zkreslení (vyšší harmonické kmitočty).



Obrázek 19- Zkreslení zesilovače Sinclair Z-30 při neoptimálním klidovém proudu.

Převzato z[23]

Q1, Q2, Q3, Q4  
Q5, Q6, Q7, Q8, Q9  
Q10, Q17  
Q11, Q16  
Q12  
Q13  
Q14  
Q15

2N5087  
2N5210  
SS1123  
40410  
40409  
MJ4502  
NH802

INPUT AC  
DC

R47 10K LEVEL  
R1 1K  
R2 1K  
C1 120 pF  
R3 47K  
B

D1 IN4753  
C2 100 50V

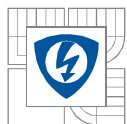
R8 10K  
R4 100Ω  
Q1  
Q5  
R6 100Ω  
Q2  
Q6  
R7 100Ω  
R11 2.2K  
Q7  
R13 4.7K  
Q3  
R12 4.7K  
R10 2.2K  
Q4  
R15 1K  
C3 220 pF  
Q9  
R14 4.7K 1/2W  
C4 0.1  
Q8  
R17 1.5K  
R19 2.2K 1/2W  
D2 MZ70-4.7  
R16 1.5K  
D4 IN3754  
R20 1.5K  
R21 330Ω  
R22 250Ω BIAS  
R23 100Ω  
C5 220 6V  
R25 1K 1/2W  
R27 220Ω 1/2W  
Q10  
R26 220Ω 1/2W  
R28 1K 1/2W  
R29 1K 1/2W  
R31 2.2K 1/2W  
Q11  
R27 220Ω 1/2W  
Q13  
R34 100Ω 1/2W  
R33 100Ω 1/2W  
Q12  
C6 .001  
R30 2.2K 1/2W  
R32 2.2K  
C8 60 pF  
R38 0.39Ω 2W  
Q14  
R35 47Ω 1/2W  
C9 0.1  
Q16  
R39 0.1Ω 2W  
R41 150Ω  
E  
L1  
R45 10Ω, 1W 10%  
F1  
C11 0.1  
R46 1Ω, 1W 10%  
L  
R44 15K  
Q15  
R36 47Ω 1/2W  
C7 .001  
Q17  
R40 0.1Ω 2W  
R42 150Ω  
F  
OUTPUT

ALL RESISTORS  
1/4 W UNLESS  
NOTED.  
ALL RESISTORS  
5% UNLESS  
NOTED.

\*SEE TEXT

Zesilovač Tiger.01 je konstrukcí z roku 1973 a jejím autorem je Daniel Meyer. Byl publikován v časopise Radio-Electronics, March a April 1973 [22], v české literatuře byl popsán v Radiovém konstruktéru 1/1975 [8]. Oproti předchozímu zesilovači se jedná o modernější konstrukci, zapojení je zcela komplementárně symetrické.

Mezi bázemi tranzistorů Q10 a Q11 je obvod vytvářející předpětí koncových tranzistorů a zajišťující teplotní stabilizace koncového stupně. Tvoří ho Q9, jako čidlo teploty se používá



diody D4 která je teplotně svázána s chladičem. Kondenzátor C4 zmenšuje dynamický odpor tranzistoru Q9. Tranzistory Q10 a Q11 pracují v zapojení se společným emitorem a zesilují napětí. Přes odpory v kolektorech Q10 a Q11 se signál přenáší na budiče Q12 a Q14 a koncové tranzistory Q14 a Q15 (jsou v Darlingtonově zapojení). Kmitočtově závislou zpětnou vazbu tvoří člen R15 a C3. Koncové tranzistory jsou neobvykle v zapojení se společným emitorem a zesilují tedy napětí (obvykle převládá zapojení se společným kolektorem). Ochranu proti přetížení výkonových tranzistorů tvoří Q16,17. Při nadproudu se na snímacích rezistorech R39,40 vytvoří úbytek napětí který otevře tranzistory Q16, Q17 a sníží tak budící napětí výkonových tranzistorů které se přivřou. Na výstupu je připojen Boucherotův člen (Zobelův filtr) R46-C11 který zvyšuje stabilitu zesilovače [22][8].

### 3.3 Zesilovač Leach

Zesilovač Leach je konstrukcí z roku 1977, autorem je Prof. W. Marshall Leach. Publikoval ho v americkém časopise Audio a podklady jsou trvale přístupny na autorových stránkách[24].

U nás byl uveřejněn v časopise A Radio 11/2002 a 11/2005 a knize Zesilovače Leach. V DIY komunitě je velmi oblíbený a vyskytuje se v mnoha modifikacích. Zapojení je opět plně symetrické a komplementární, s důrazem na omezení zkreslení TIM (transient intermodulation distortion).

Vstupní obvody tvoří dva komplementární diferenciální zesilovače. Tranzistory Q5,Q6 tvořící kaskodu jsou v bázi napájeny ze 40V a snižují tak namáhání vstupních tranzistorů. Tyto lze použít na menší napětí, nízkošumové, s malými kapacitami.

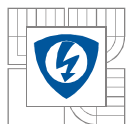
Proud diferenciální dvojice určují odpory R15,R16 (cca 2x1,6mA). Z kolektorových odporů R11 a R12 je buzen rozkmitový stupeň s Q12 a Q13. Tranzistory Q8 a Q9 pracují jako limiter proudu, při běžném provozu se neuplatní. Obvod pro teplotní stabilizaci a nastavení klidového proudu tvoří Q7. Jako teplocitlivé prvky slouží čtyři diody tepelně svázané s chladičem. Klidový proud se nastavuje trimrem P1.

Zpětné vazby jsou v obvodu dvě, hlavní z výstupu přes R17,C8,R18 do invertujícího vstupu diferenciálního obvodu. Další je tvořena R20 a C9. Tento způsob kmitočtové kompenzace je v anglické literatuře popisován jako feed-forward feedback. V zapojení jsou ještě „brzdící“ kompenzační kondenzátory C10,C11 které nastavují frekvenci dominantního pólu zesilovače.

Následuje další stupeň rozmitu s Q14 a Q15 a budící tranzistory Q16,17. Koncový stupeň tvoří paralelní spojení dvou tranzistorů v obvyklém zapojení emitorový sledovač. Výhodou je vyšší proudová zatížitelnost, lepší rozložení tepelného namáhání ,lepší zvládnutí impedančně problematických reprosoustav. Emitorové rezistory 0,33  $\Omega$  zajišťují rovnoměrné rozdělení proudů jednotlivými tranzistory a zároveň se na nich snímá napětí pro nadproudovou ochranu (sestavující z tranzistorů Q10, Q11).

Rekuperační diody D11,12 slouží k ochraně před případnými napětíovými špičkami. Pro zajištění malého stejnosměrného offsetu na výstupu se doporučuje vybírat tranzistory diferenciálního zesilovače a Zenerovy diody D13 až 16.





### 3.4 Zesilovač DPA330

Zesilovač DPA330 je konstrukcí z roku 1992 a jejím autorem je Pavel Dudek. Byl uveřejněn v Amatérském Rádiu AR-A 1992/8. Topologie vychází ze zapojení E. Borbelyho (rozkmitový stupeň), použitá korekce chyby (error correction) pak od M. J. Hawksforda [25]. Zesilovač s tímto principem ověřil R. Cordell [26].

Vstupní obvod je řešen jako kaskodní zapojení. Výhodou je omezení vlivu Millerovy kapacity (nežádoucí zpětná vazba přes CB diferenciálních zesilovačů) a tím zvětšení rychlosti a zmenšení zkreslení na vysokých kmitočtech. Protože tranzistory diferenciálního zesilovače pracují při konstantním napětí  $U_{ce}$  mají dobrou linearitu a tedy i menší zkreslení. Další výhodou je možnost použít na této pozici běžné nízkošumové tranzistory (s malým závěrným napětím)[25]. Pomocí D9,10 je zavedena nelineární zpětná vazba která slouží k potlačení saturace rozkmitového stupně. Diody D5-D8 zabezpečují měkkou limitaci (podobnou elektronkovým zesilovačům)

Tranzistor T13 pracuje jako emitorový sledovač a zmenšuje zatížení kolektorového obvodu T2. Toto zmenšuje zkreslení zesilovače. Na druhou stranu tyto stupně navíc mohou přispět k nestabilitě zapojení jako celku.

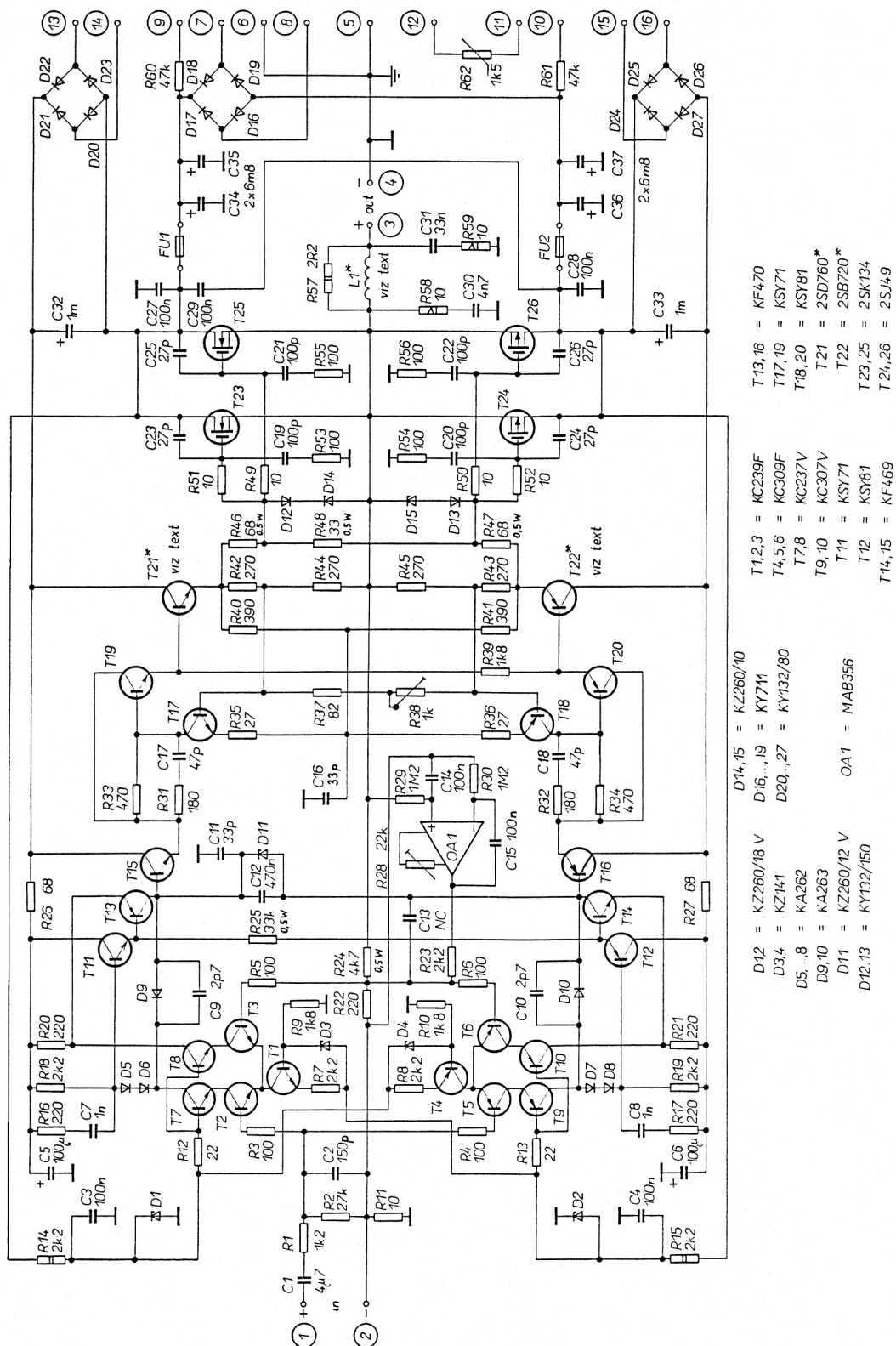
Tranzistory MOSFET potřebují pro provoz v lineární oblasti převodové charakteristiky mnohem vyšší proud (stovky mA) oproti bipolárním tranzistorům (desítky mA). Tento provoz by však byl značně nákladný. Přechodové zkreslení lze snížit tzv. korekcí chyby (error corection). Podstatou je zavedení lokální zpětné vazby +1, která modeluje nekonečné zesílení a je stabilizovaná plnou zápornou vazbou. Přenos vlastního koncového stupně je pak 1. Tuto lokální vazbu lze udělat rychlejší, než je celková smyčka zpětné vazby, což je výhodné. Její princip je popsán v [25] [26] [27]. Obvod je tvořen tranzistory T17 a T18, sčítacími uzly chybového napětí jsou báze T19 a T20. Korekce chyby pouze drobně upravuje průběh budicího napětí. Toto řešení přináší podstatné snížení zkreslení, ještě na kmitočtu 100kHz nepřesáhne 0,02%.

Tranzistory MOSFET mají vyšší prahové otevírací napětí  $U_{gs}$  než bipolární tranzistory a chceme-li je zcela otevřít musí být budicí napětí vyšší o napětí  $U_{gs}$ . Rozkmitový a budicí stupeň je proto napájen vyšším napětím než vlastní koncový stupeň. Toto je v zapojení realizováno dvěma pomocnými plovoucími zdroji které jsou v sérii s hlavním zdrojem. Velikost napětí byla pro tento typ tranzistorů experimentálně určena na asi 7V.

Jako koncové tranzistory jsou použity méně obvyklé *laterální* mosfety Hitachi které se liší od běžných spínacích vertikálních typů (IRF apod.). Jejich teplotní závislost je negativní od 100mA, mají vyšší odpor v sepnutém stavu  $R_{dson}$ . Díky těmto vlastnostem jsou tedy méně náchylné na zničení. Zde jsou dva paralelně, bez použití emitorových odporů. Není zavedena žádná teplotní stabilizace protože při proudu 100mA mají nulový teplotní koeficient.

Operační zesilovač OA1 slouží jako servosmyčka- integrátor, pro zajištění nulového stejnosměrného napětí na výstupu.

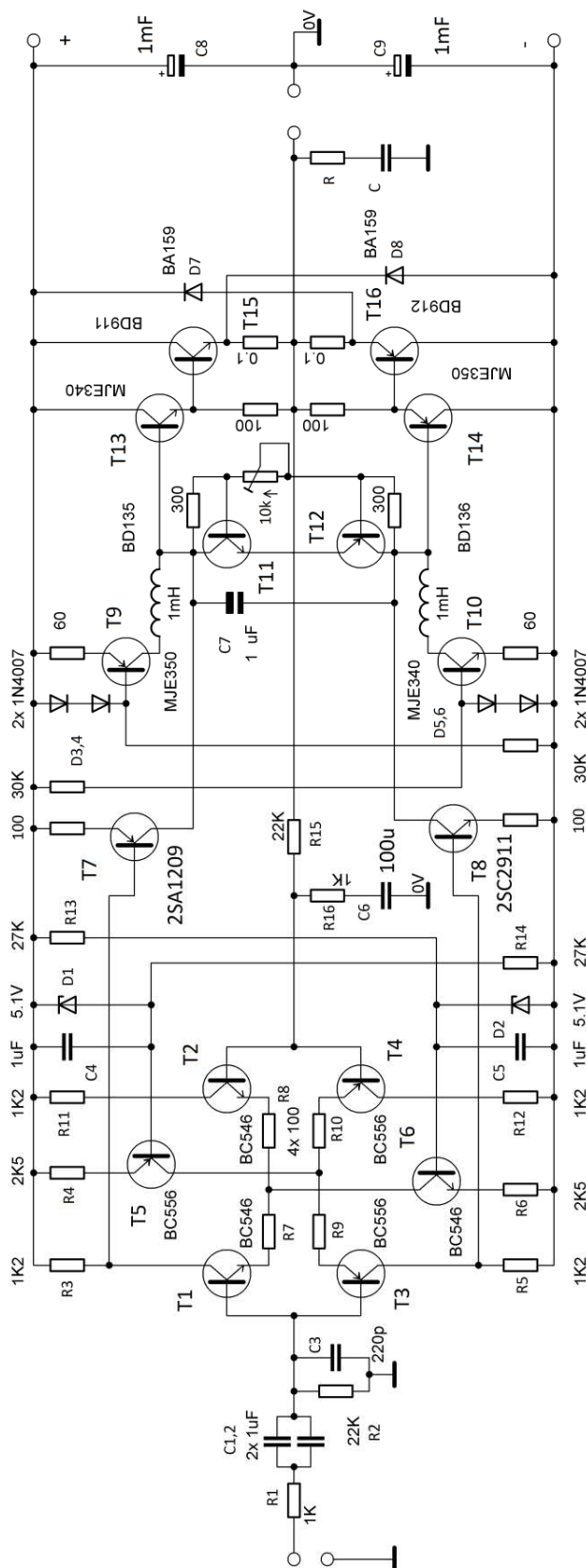




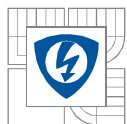
Obrázek 22- Schéma zesilovače DPA330. Převzato z [18]

## 4 REALIZOVANÝ KONCOVÝ ZESILOVAČ

Vedoucí práce navrhl zesilovač který jsem realizoval, viz. obr.



Obrázek 23- Realizovaný koncový zesilovač



## 4.1 Popis

Jedná se o nejjednodušší celosymetrický zesilovač. Na vstupu zesilovače je zařazena horní a dolní propust. Tranzistory T1,T2 a T3,T4 tvoří dvojici diferenciálních zesilovačů. V emitorech diferenciálních zesilovačů jsou vloženy *degenerační odpory* které zmenšují zesílení vstupního rozdílového zesilovače a zmenšují náchylnost k přesycení. Díky nim se zvětší rozsah vstupních napětí pro které není diferenciální zesilovací stupeň v saturaci. Praxe (objektivní- měření i subjektivní-poslech) ukazuje že jejich použití je výhodné, zlepšují i kmitočtovou stabilitu.

Diferenciální zesilovače jsou napájeny ze zdrojů proudu (T5,T6). Z kolektorových odporů diferenciálního zesilovače je signál veden do rozkmitového stupně (T7,T8), což jsou vlastně řízené zdroje proudu. Následuje koncová část sestávající z budičů T13,14 a koncových tranzistorů T15,T16 v obvyklém zapojení emitorový sledovač.

Oproti klasickému uspořádání jsou tady navíc pomocné proudové zdroje tvořené T9,T10 viz. dále.

Jako koncové tranzistory jsem zvolil běžné a levné typy:

**BD911/912** výrobce STMicroelectronics

$P_c=90W$ ,  $U_{ce}=100V$ ,  $I_c=15A$ ,  $f_T=3MHz$ ,  $h_{fe}(5A)=15-150$ .

Budící tranzistor musí dodat dostatečný proud byl tedy zvolen typ **BD139/140** téhož výrobce s  $P_c=12,5W$ ,  $U_{ce}=80V$ ,  $I_c=1,5A$ ,  $f_T=190MHz$ ,  $h_{fe}(150mA)=100-250$ .

Tranzistor VASu byl vybrán s dobrou linearitou  $h_{fe}$ - Sanyo **2SA1209/2SC2911**

$P_c=1W$ ,  $U_{ce}=160V$ ,  $I_c=140mA$ ,  $f_T=150MHz$ ,  $h_{fe}(10mA)=100-400$

Do diferenčních zesilovačů a zdrojů proudu jsem osadil nízkošumové Philips **BC546B/BC556B**  
 $P_c=0,5W$ ,  $U_{ce}=65V$ ,  $I_c=100mA$ ,  $f_T=100MHz$ ,  $h_{fe}(2mA)=200-450$

### Parametry zesilovače:

Napájecí napětí:  $\pm 30V$

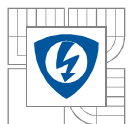
Výstupní výkon: 100W

Výstupní napětí efektivní (před limitací): 19V

Rychlost přeběhu: cca 40V/ $\mu s$

Vedoucí práce měl domněnku, že při práci do silné induktivní zátěže (což je i reproduktor) může nastat situace kdy se uzavřou oba tranzistory rozkmitu (T7,8- které se jinak střídavě „přivírají a otvírají“), zdroj předpětí bude bez proudu a tudíž dojde ke vzniku přechodového zkreslení.





## 4.2 Měření

Zesilovač jsem sestavil a oživil, klidový proud nastavil na obvyklých 50mA. Na obr. 24 je plný výkon při 20kHz do 3,9Ω tj. 19V efektivních. Kmitočet signálu pro testování jsem zvolil 10kHz protože je vhodný na zobrazení přechodového zkreslení, ale ještě nejsou problémy s příčným proudem koncových tranzistorů. Při limitaci sinusového signálu se objeví klasický odtrh (obr. 25), což je způsobeno saturací rozkmitového stupně (VAS). Nestabilita - v oscilaci se nevyskytly. Při prověřování přechodové charakteristiky se na náběžné hraně obdélníkového signálu 10kHz objevil překmit (viz. obr. 26, 27) signalizující nestabilitu. Ten jsem odstranil přidáním kompenzačních kondenzátorů 22pF mezi C-B tranzistorů T7, 8 (viz. obr. 23) čímž vznikl ukázkový aperiodický průběh přechodové charakteristiky. Zesilovač je poměrně rychlý (cca 40V/us).

Nejdříve jsem obvod zkoumal bez pomocných proudových zdrojů (T9,10).

Násobič Ube jsem nahradil drátovou propojkou a koncový stupeň tedy nastavil zcela do třídy B, koncovými tranzistory tedy netekl žádný proud. Bylo patrné značné přechodové zkreslení zvláště u malých signálů, kdy část sinusovky chybí, při velké amplitudě (a tedy i proudu) nebylo na osciloskopu patrné.

Následně jsem drátovou propojku vyjmul a zapojil na plošném spoji přichystaný obvod dvojitého Ube násobiče. Mezi bázemi budičů jsem vytvořil trimrem nastavitelné předpětí Ubias. Při nulovém proudu koncovými tranzistory bylo toto Ubias = 1,29V a na osciloskopu bylo jasně patrné přechodové zkreslení - obr. 31.

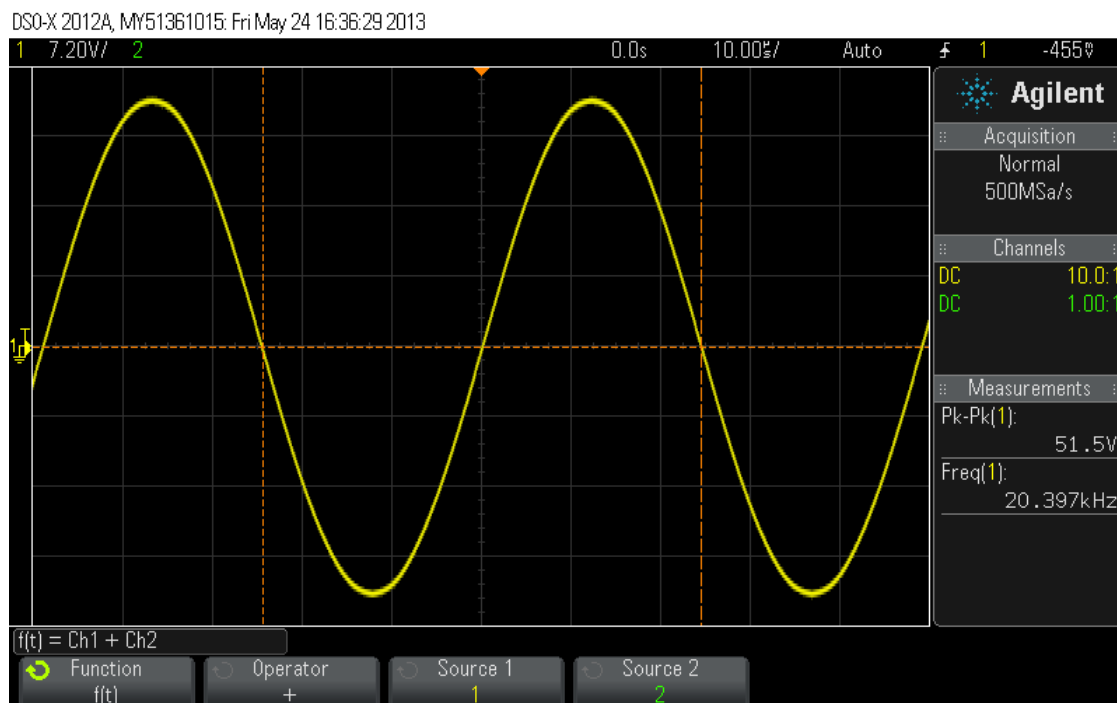
Při napětí Ubias 2,32V tekli koncovými tranzistory klidový proud 3,5mA přechodové zkreslení se stalo téměř neznatelným na obrazovce digitálního i analogového osciloskopu. Zvyšováním napětí Ubias = 2,41V narostl klidový proud na 15mA a přechodové zkreslení zcela vymizelo. Při Ubias = 2,44V byl pak klidový proud 56mA.

Přechodové zkreslení se děje při komutaci proudu tranzistorů, použil jsem zátěž s určitou indukčností, tedy nula proudu je jinde než nula napětí.

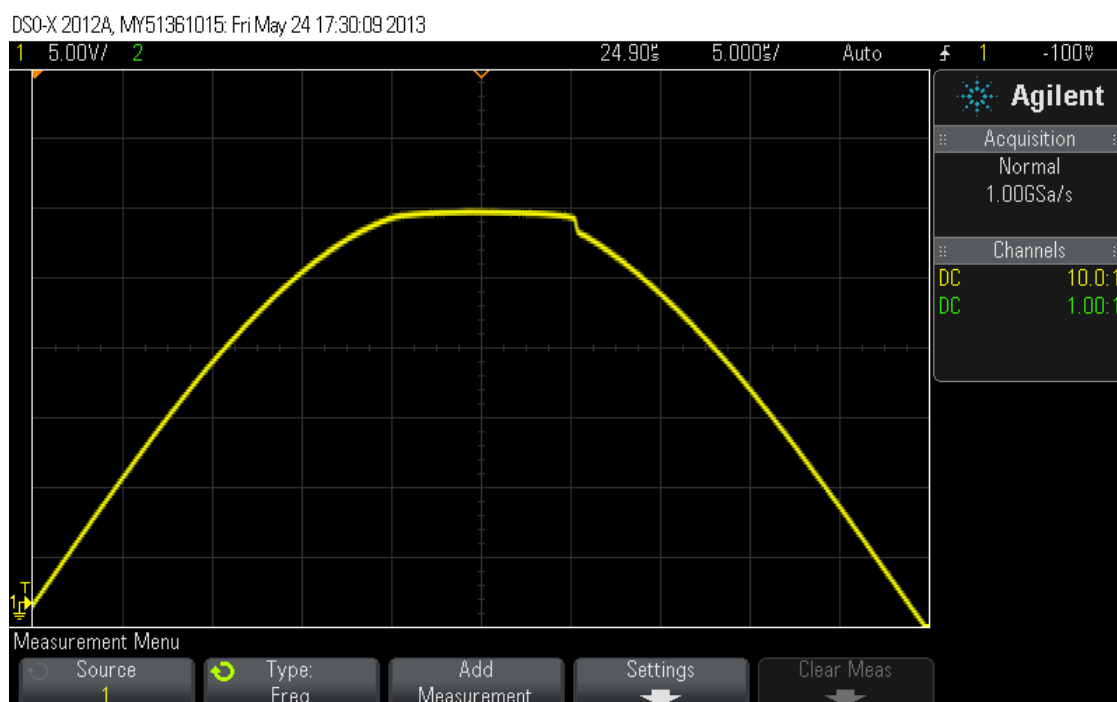
Protože vedoucí práce chtěl najít přímou metodu jak přechodové zkreslení zobrazit, doporučil mi posunout výstup na polovinu napájecího napětí a na výstupu testovat vysoce induktivní zátěž. Vyzkatoval jsem tedy vstupní C1 a zpětnovazební C6 a přivedl na vstup spolu se sinusovým signálem i stejnosměrné napětí. Napětí jsem zvyšoval až se při asi 0,6V na výstupu objevila polovina napájecího napětí tj. 15V. Abych mohl připojit odporovo-indukční zátěž musel jsem ale výstup oddělit kondenzátorem 4700μF//100nF, pro vyloučení stejnosměrného proudu. Nyní jsem připojoval cívky o indukčnosti stovek mH a měřil oblast průchodu nulou. Přechodové zkreslení se mi při různých klidových proudech (nikoliv v B třídě) nepodařilo zobrazit.

Toto podpořilo mou domněnku, že proud rozkmitovým stupněm nezaniká, toto jsem i ověřoval monitorováním úbytku na emitorových rezistorech VASu osciloskopem. Na obrázku 39 a 40 je i simulace pracovních bodů v programu Micro-cap, na obr. 41 pak průběhy proudu rozkmitovým stupněm, indukčnost na výstupu je 600mH, modrý průběh je výstupní napětí, rudý proud rezistorem R13, zelený rezistorem R14. Je patrné, ani jeden z proudů nezaniká. Proud VASu zanikl jen při limitaci (napětí tam chvíli „drží“ C7=1μF).

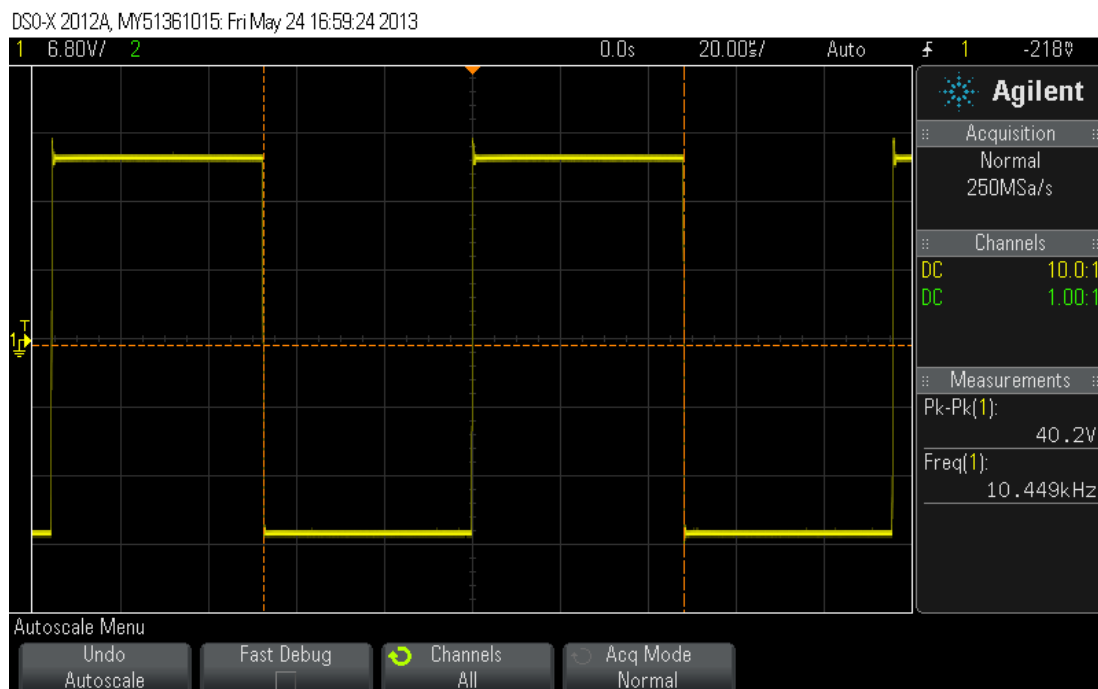
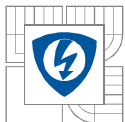
Z tohoto důvodu jsem ani pomocné zdroje proudu neosazoval a netestoval.



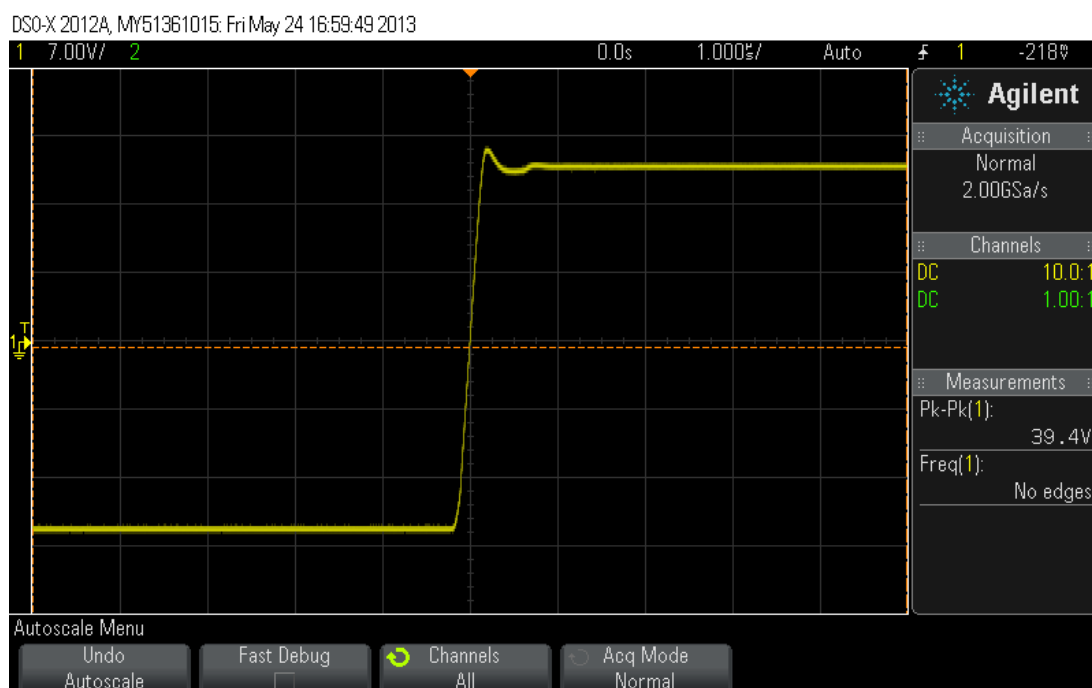
Obrázek 24- Plný výkon před limitací do zátěže 3,9R při kmitočtu 20kHz



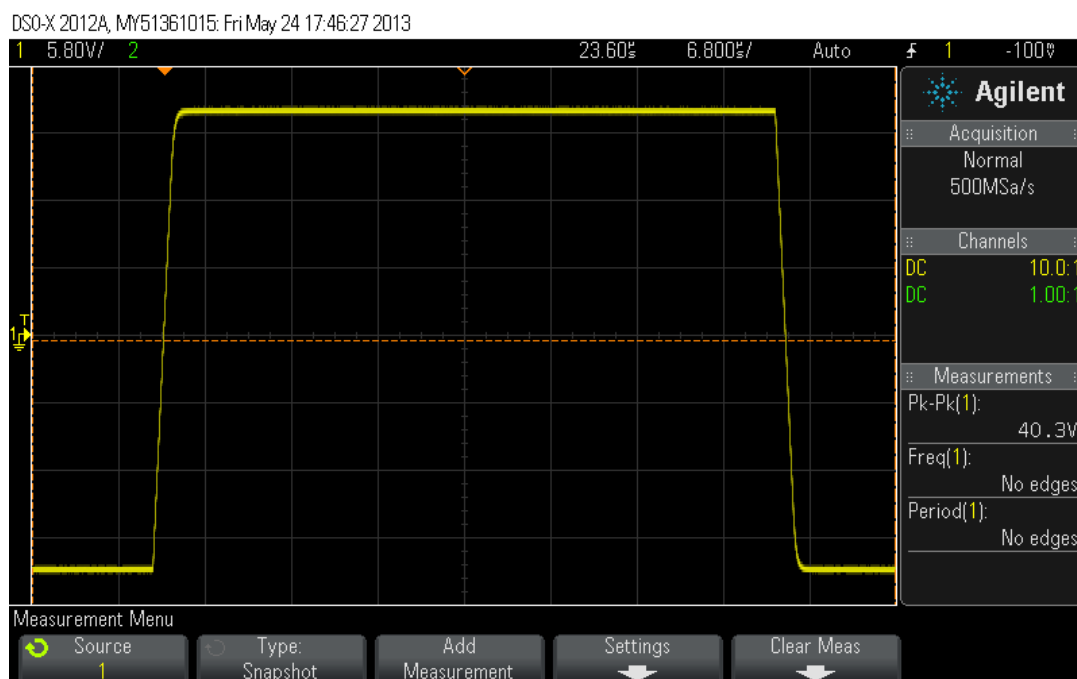
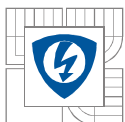
Obrázek 25- Odtrh v limitaci



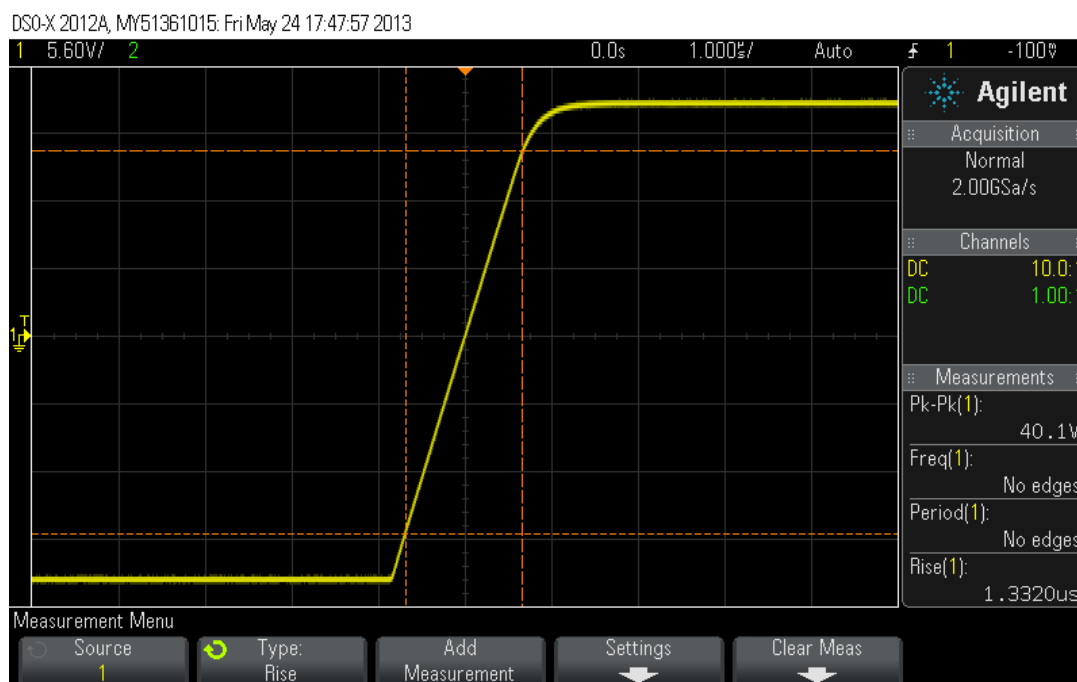
Obrázek 26- Přejímová charakteristika signálu 10kHz má oscilační průběh indikující nestabilitu



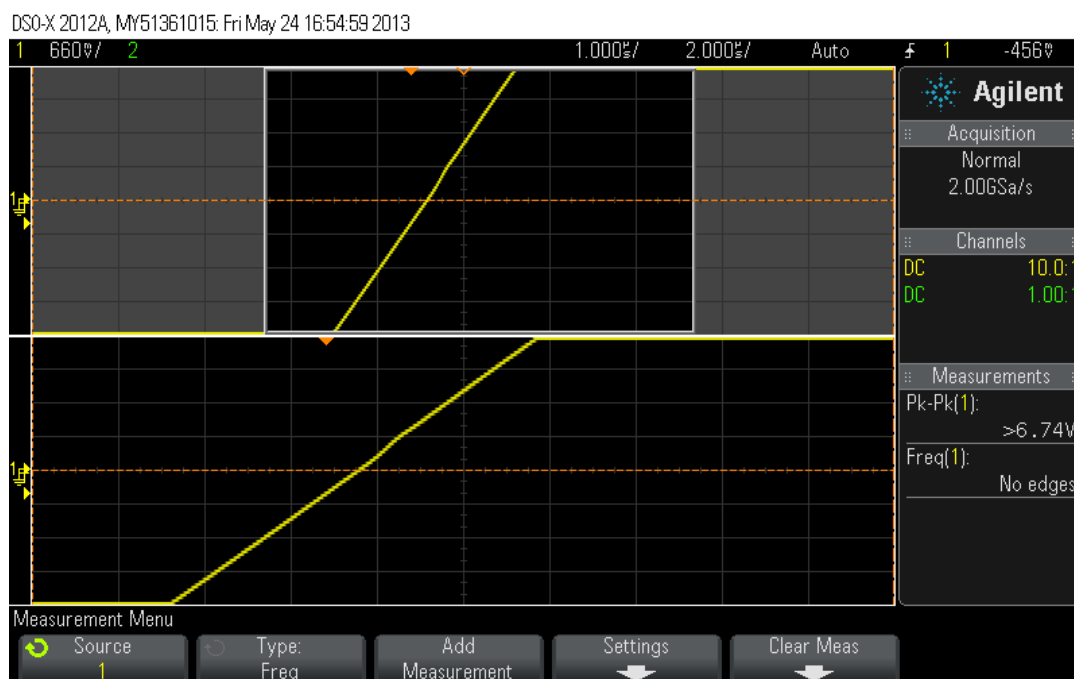
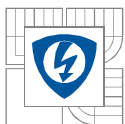
Obrázek 27- Detail přechodu obdélkového signálu



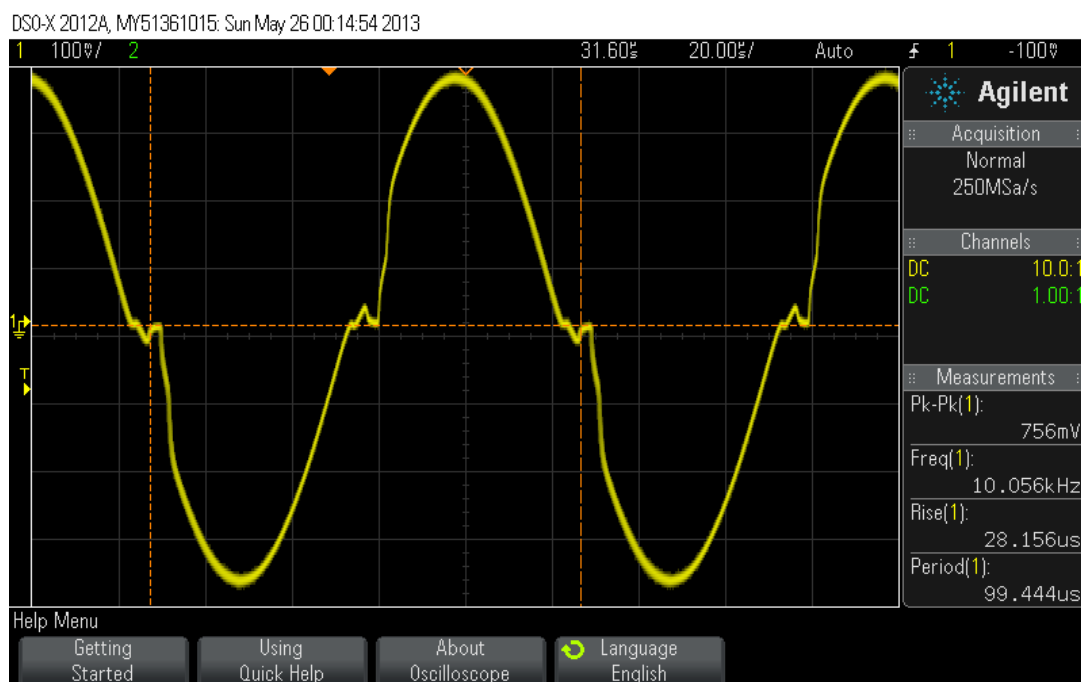
Obrázek 28- Detail náběžné a sestupné hrany obdelníku 10kHz po přidání kondenzátorů



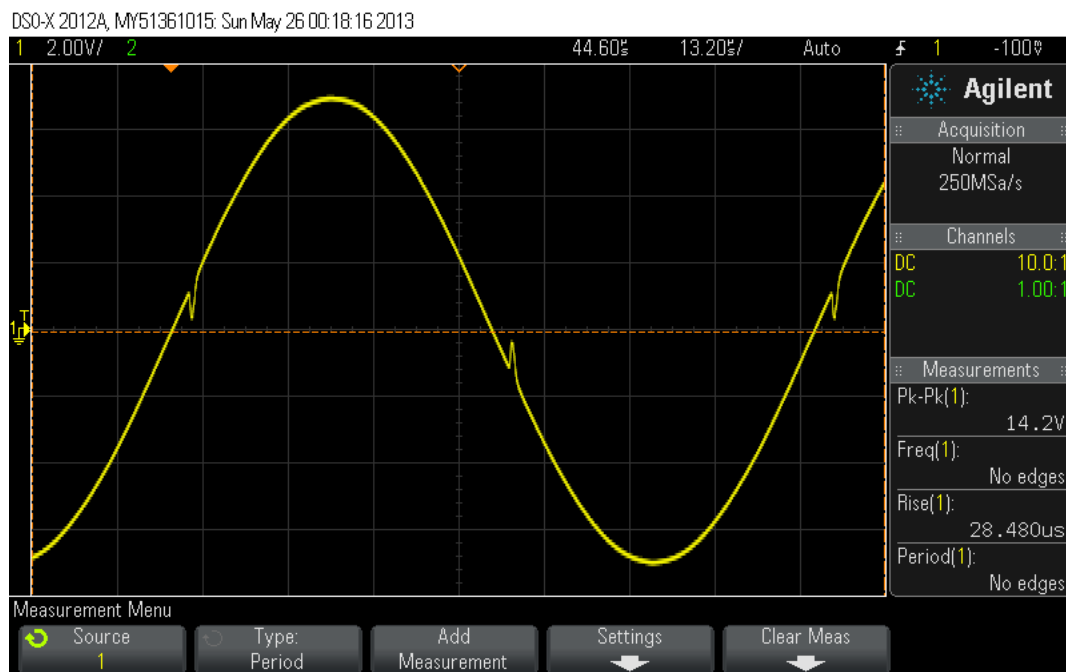
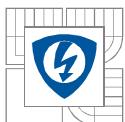
Obrázek 29- Dynamické parametry jsou dobré, rychlost přeběhu je cca 40V/μs.



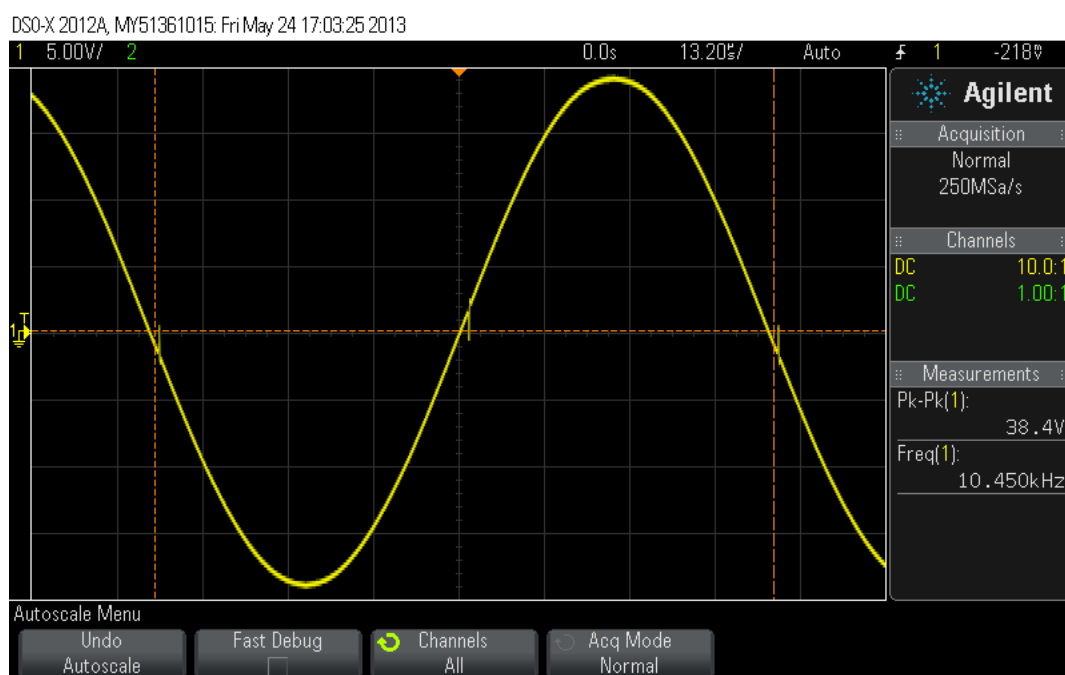
Obrázek 30- Detail mírného zakřiven sin. signálu, v třídě B, bez zátěže.



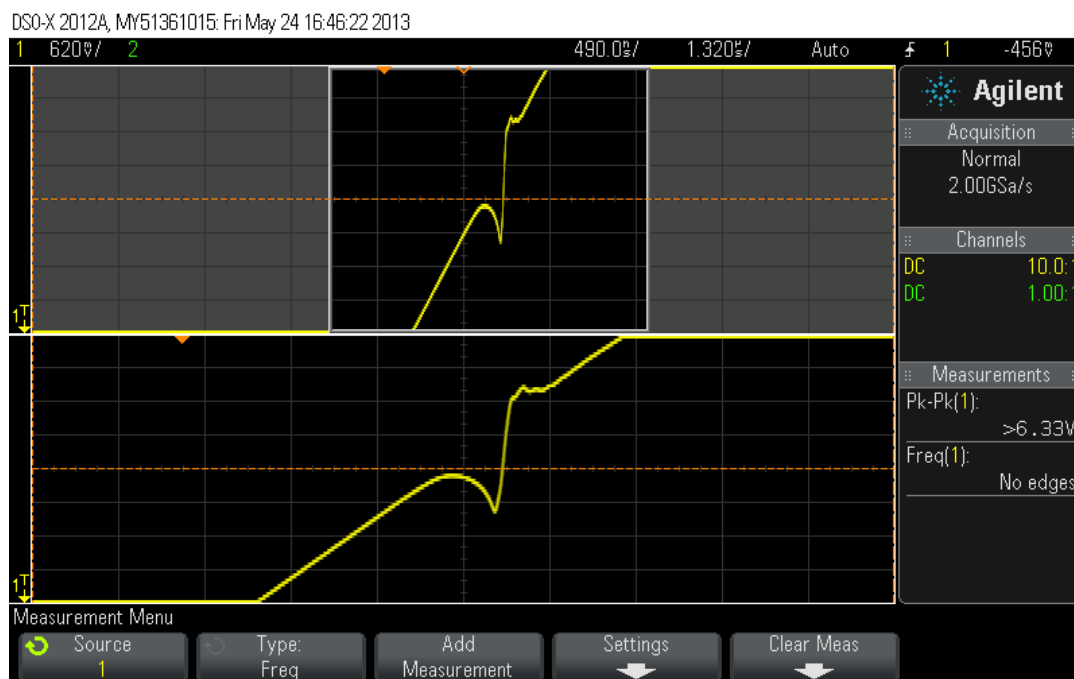
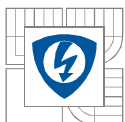
Obrázek 31- Třída B při malém signálu, při zatížení.



Obrázek 32- Třída B, při zatížení, střední signál.



Obrázek 33- Třída B, větší signál



Obrázek 34- Detail zakřivení v oblasti přechodu.

## FFT analýza

Protože osciloskop Agilent umožňuje FFT analýzu (Fast Fourier transform) změřil jsem zesilovač při výkonu 1W a různých klidových proudech. Měřicí kmitočet byl 1kHz z generátoru s nízkým zkreslením (Leader LAG-126).

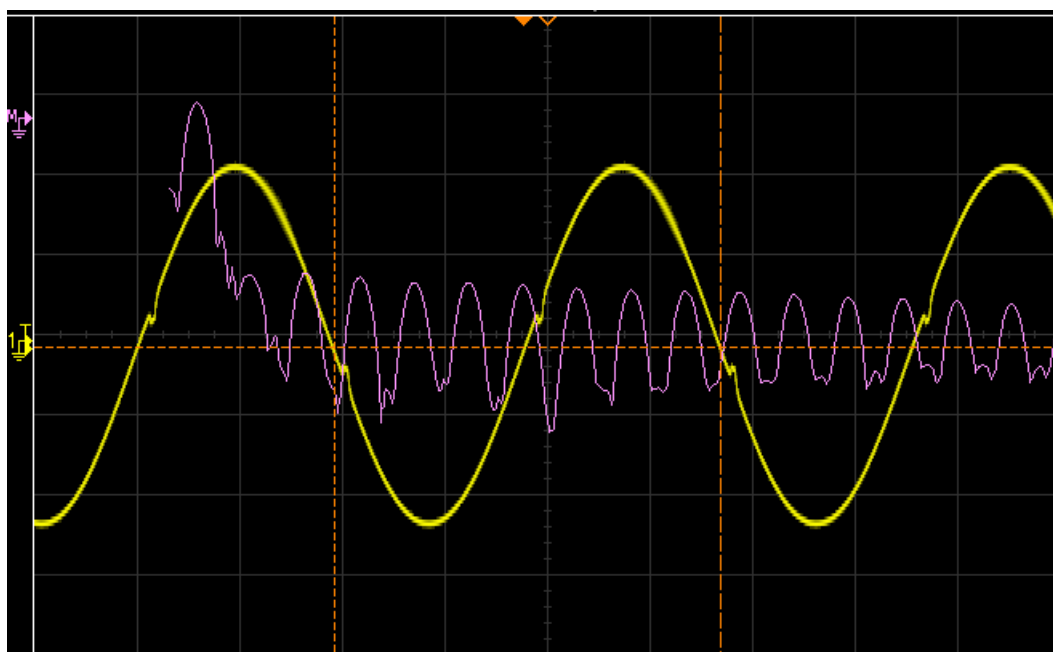
Na obr.35 je koncový stupeň s nulovým klidovým proudem, signál zcela vlevo je měřicí kmitočet 1kHz (1.harmonická) a vpravo pod ním pak další vzniklé harmonické složky. Protože je i sinusovka deformovaná je patrná vyšší amplituda dalších harmonických.

Přidáním klidového proudu na 25mA se snížila úroveň harmonických (pokles zkreslení) viz. obr.36.

Dalším zvýšením klidového proudu na 80mA se průběh dalších harmonických mírně vyhladil viz. obr. 37.

Rozlišení tohoto měření je patrně limitováno použitím 8bit. digitálního osciloskopu (zkreslení kvantizací).

Pro přesnější zobrazení by byl vhodnější audioanalyzer např. Audio Precision AP2, Rohde&Schwarz UPV nebo Neutrik.



Obrázek 35- Měření FFT 1kHz klidový proud 0mA



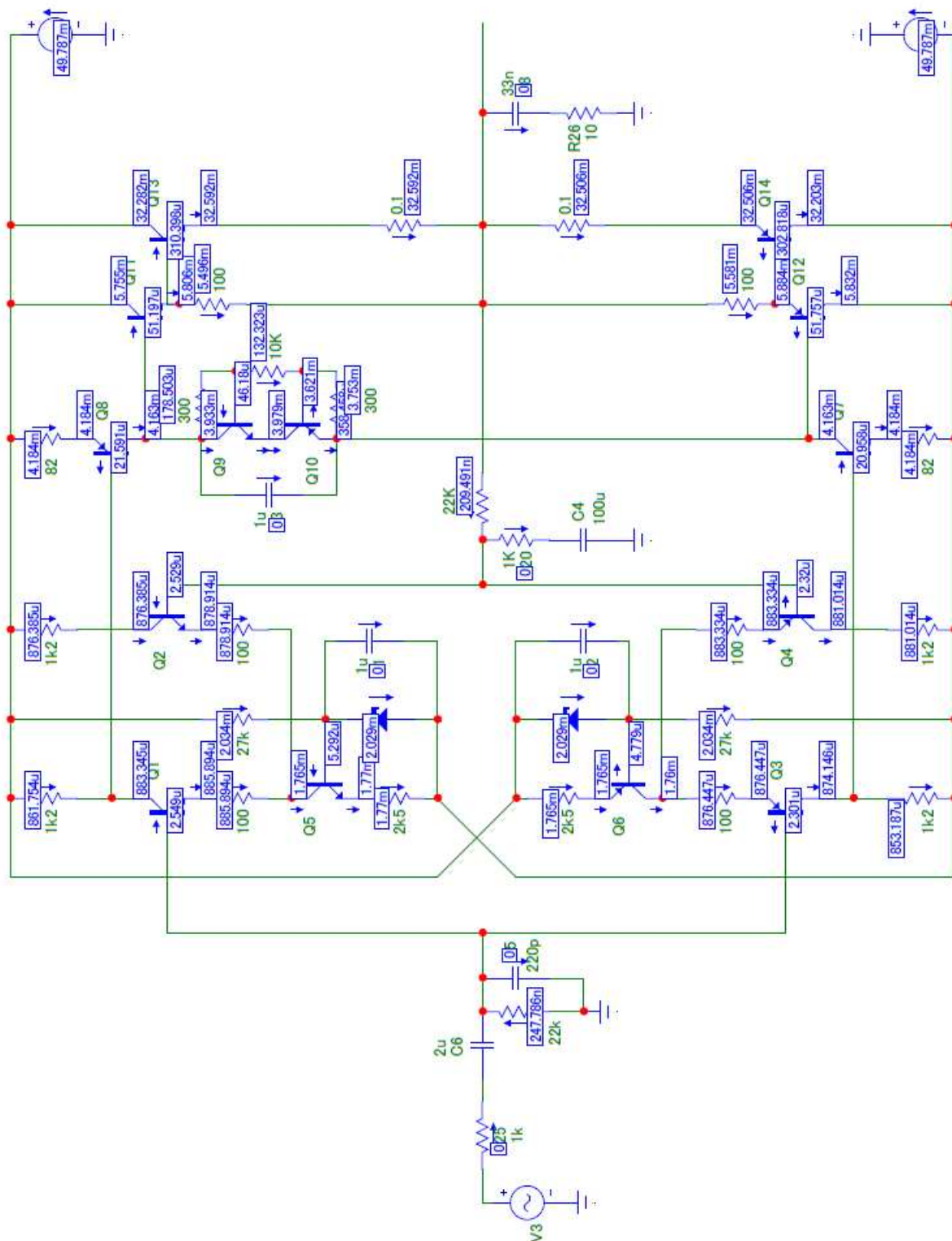


*Obrázek 36- FFT analýza pro klidový proud 25mA*

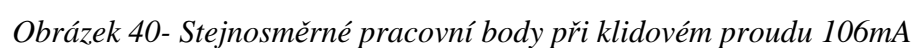


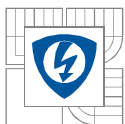
*Obrázek 37- FFT analýza pro klidový proud 80mA*

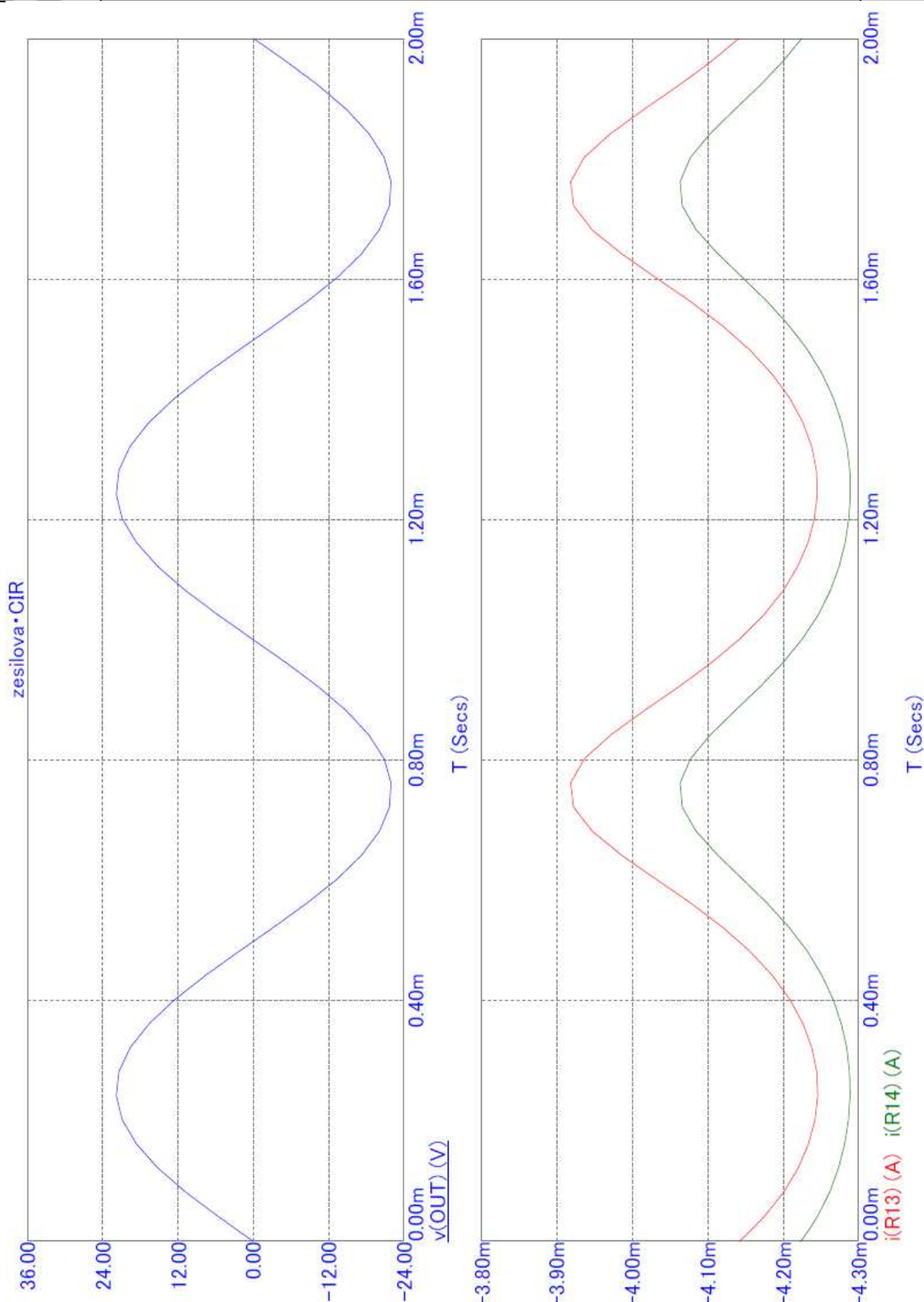
*Obrázek 38- Schéma ověřovaného zesilovače*



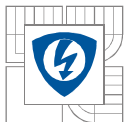
Obrázek 39- Stejnoseměrné pracovní body při klidovém proudu koncového stupně 32mA







Obrázek 41- Průběh výstupního napětí a proudů rozkmitovým stupněm při indukční zátěži

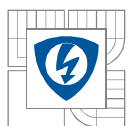


## 5 ZÁVĚR

Úkolem diplomové práce bylo blíže se seznámit s řešením koncových zesilovačů a eliminací přechodového zkreslení které patří mezi nejrušivější druh zkreslení pro vnímání hudby. Je popsána příčina jeho vzniku a možnosti minimalizace. Následně jsou ukázány praktická řešení u čtyř zesilovačů pocházejících z různé doby. Na reálném postaveném vzorku je zobrazováno toto zkreslení při provozu v B třídě a částečně i AB třídě. Při vyšších klidových proudech (desítkách mA) je zkreslení korigováno smyčkou zpětné vazby natolik účinně (setiny až tisíciný procenta) že jednoduché zobrazení není možné. Díky tomuto se mi nepodařilo potvrdit či vyvrátit literaturou uváděné možnosti minimalizace tohoto zkreslení při provozu v AB třídě optimalizací úbytku na emitorových rezistorech.

Domněnka, že při indukční zátěži zaniká proud rozkmitovým stupněm se nepotvrdila.

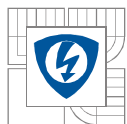




## 6 LITERATURA

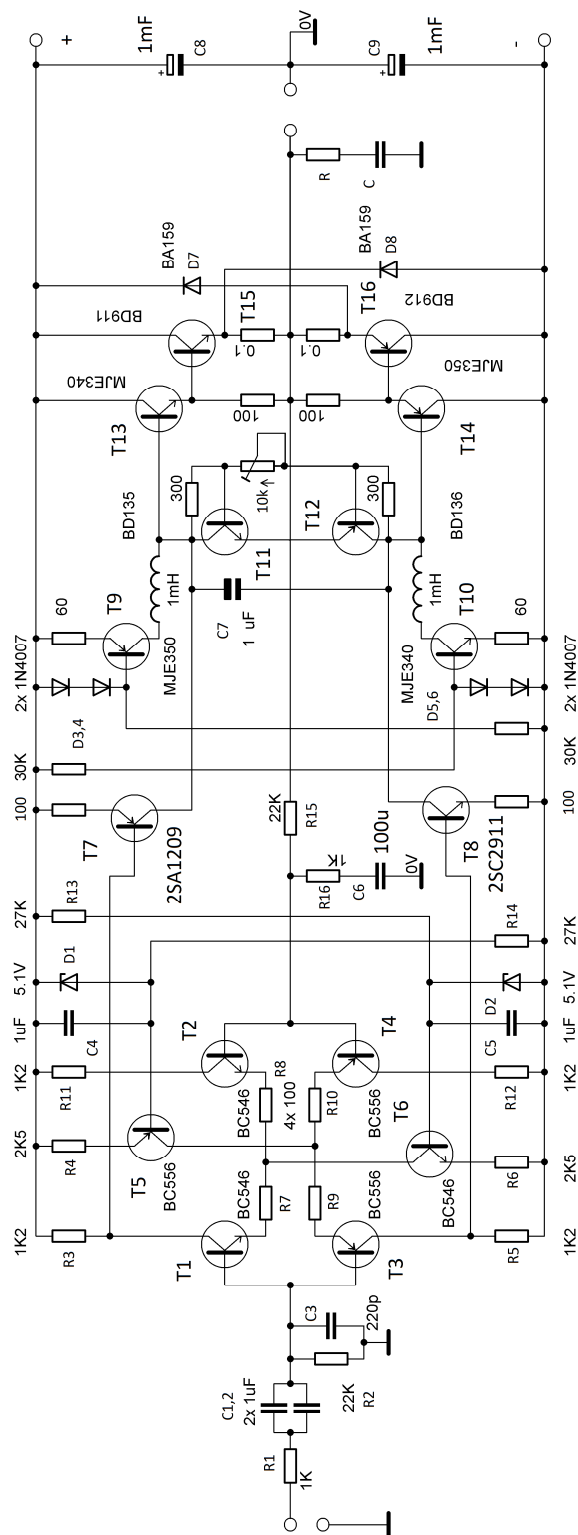
- [1] CORDELL R.: Designing Audio Power Amplifiers, 2011. ISBN: 978-0-07-164024-4
- [2] SELF, D. Audio Power Amplifier Design Handbook. 2009 ISBN: 978-0-240-52162-6
- [3] ČERMÁK J., JURKOVIČ K.: Návrh a konstrukce nízkofrekvenčních tranzistorových zesilovačů 1974
- [4] SMETANA C.: Praktická elektroakustika 1981
- [5] JURKOVIČ K.: Příručka nízkofrekvenční obvodové techniky
- [6] BUDÍNSKÝ J.: Nízkofrekvenční tranzistorové zesilovače
- [7] SVOBODA J: Příručka techniky hifi
- [8] Rádiový Konstruktor 1975/1
- [9] Rádiový Konstruktor 1972/5
- [10] WIRSUM. S.: Abeceda NF techniky 1998
- [11] DOLEČEK, J.: Moderní učebnice elektroniky 4.díl 2006
- [12] PATOČKA, M., VOREL P.: Řídící elektronika- aktivní obvody 2.díl, skriptum VUT Brno 2004
- [13] VOREL, P., PATOČKA, M.: Průmyslová elektronika, Skriptum VUT Brno 2007
- [14] VRBA, K., LATTENBERG, I.: Analogová technika, skriptum VUT Brno
- [15] Oliver, B. M., Distortion in Complementary Pair Class B Amplifiers, *Hewlett Packard Journal*, pp. 11–16, February, 1971.
- [16] <http://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=NJL3281D>
- [17] BLOMLEY, P., New Approach to Class B Amplifier Design, *Wireless World*, February 1971
- [18] DUDEK, P. Moderní výkonové zesilovače řady DPA. Amatérské Rádio řada A 8/1992.
- [19] BOYK, J., There's Life Above 20 Kilohertz! A Survey of Musical Instrument Spectra to 102.4 kHz,"  
<http://www.cco.caltech.edu/~boyk/spectra/spectra.htm>
- [20] VRATISLAV M., Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napětovém módu
- [21] MACURA, P. Sinclair Z-30, Modified by Pavel Macura [online]. [2002-2-25]  
Dostupný z WWW: <http://www.pha.inetnet.cz/macura/audiopage.html>
- [22] MEYER, D.: Radio-electronics March 1973 p.39-42
- [23] MACURA, P.: měření [online]. [2008-11-21]  
<http://hifi.slovanet.sk/bb/viewtopic.php?p=62596#62596>





- [24] LEACH, W. M. : The Leach Amp [online]. [<http://users.ece.gatech.edu/mleach/lowtim/>]
- [25] DUDEK, P. : Moderní výkonové zesilovače řady DPA. Amatérské Rádio řada A 6/1992, s.254.
- [26] CORDELL, R.R.: A MOSFET Power Amplifier with Error Correction, Journal of the Audio Engineering Society, Vol. 32, January 1984
- [27] HAWKSFORD, M.J.: Distortion Correction in Audio Power Amplifiers, Audio Engineering Society, Vol. 29, No. 1/2, 1981 Jan./Feb.
- [28] BIOLEK, D., HÁJEK, K. : Analogové elektronické obvody, skriptum VUT Brno

### Schéma zapojení :



[illegible]

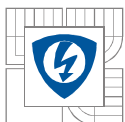
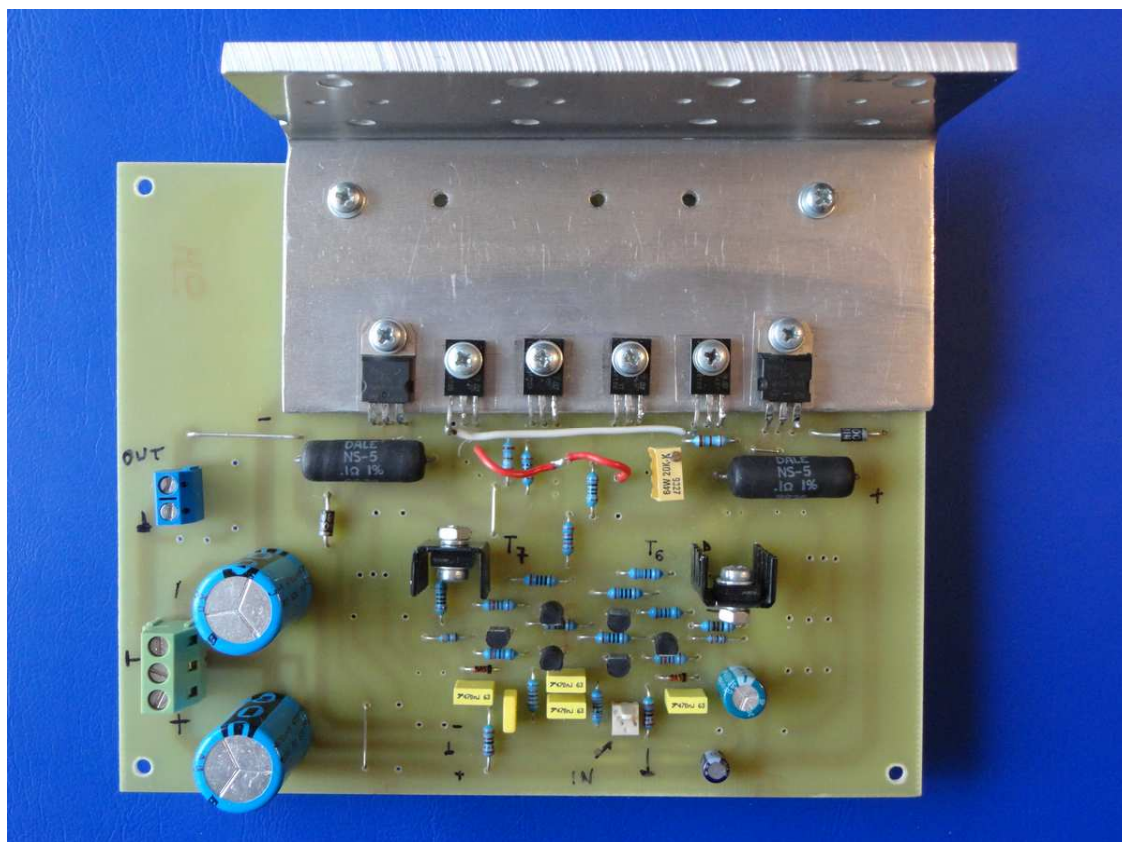
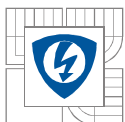
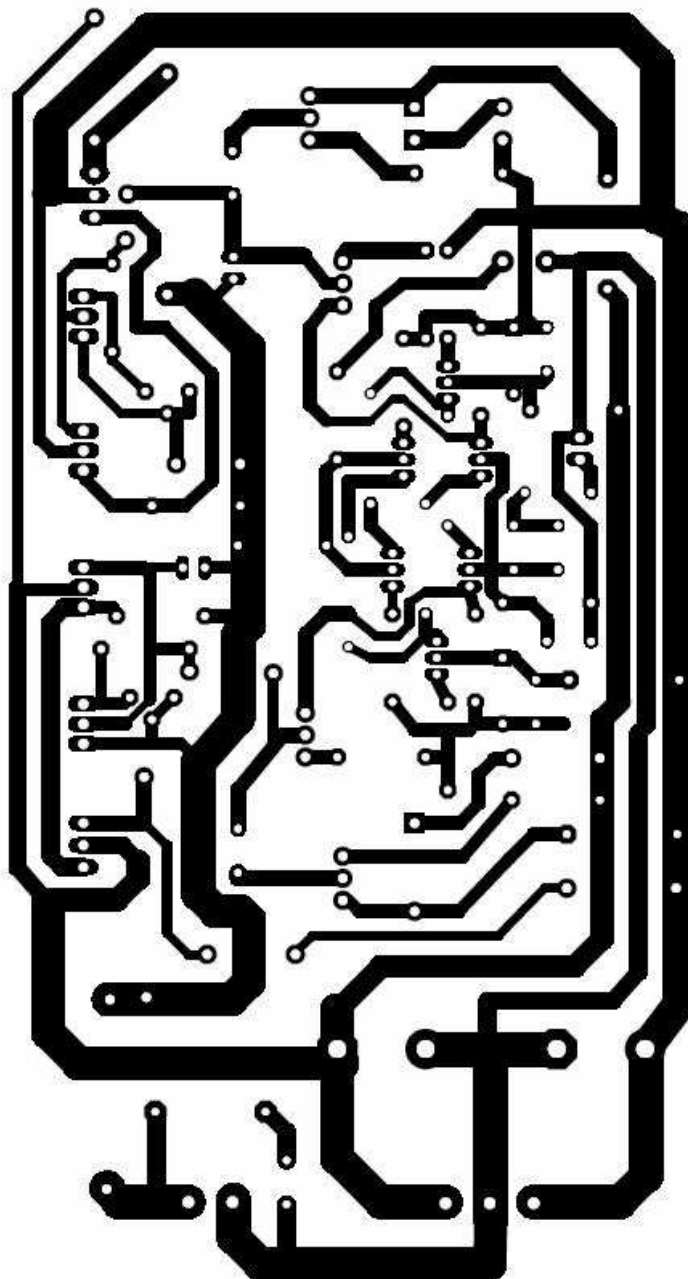


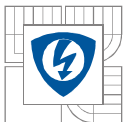
Foto realizovaného vzorku:





Plošný spoj:





## Osazovací schéma:

